ЯРОСЛАВ КУЧЕРА, ЙОЗЕФ ГАПЛ

ОБМОТКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВРАЩАТЕЛЬНЫХ МАШИН

ИЗДАТЕЛЬСТВО
ЧЕХОСЛОВАЦКОЙ АКАДЕМИИ НАУК
ПРАГА 1963

Перевод с чешского оригинала: **„Vinutí elektrických strojů točivých“**, Издательство Чехословацкой академии наук, 1959.

Под редакцией Инж. Е. М. Калинина

ПРЕДИСЛОВИЕ

Выпущенная в 1959 г. книга „Обмотки вращательных электрических машин" вызвала интерес у чехословацких специалистов. Книга была издана на чешском языке, вследствие чего круг ее читателей был сравнительно ограничен. Поэтому мы весьма приветствовали возможность издания этой книги также и на русском языке, что будет значительно содействовать ее более широкому использованию.

В предлагаемом труде мы стремились теорию обмоток поставить на строго научную базу. Обмотки различных видов исследовались на основании потенциальных многоугольников, дающих возможность определять различные свойства обмоток.

В главе об обмотках машин постоянного тока были выведены условия для правильного функционирования многократных множественных параллельных и последовательных параллельных обмоток, применявшихся до сего времени лишь в сравнительно ограниченной мере, хотя такие обмотки для крупных машин, быстроходных машин и машин на низкие напряжения имеют важное значение. Равным образом и теория уравнительных обмоток, заменяющих обмотки с эквипотенциальными соединениями была детально разработана. Такие обмотки послужили основанием для демпфированных обмоток коллекторных машин переменного тока. Для обмоток постоянного тока приведены практические таблицы для облегчения расчетов применяемых обмоток.

В главе об обмотках машин переменного тока приведены принципы устройства различных обмоток и разные способы исследования обмоточных коэффициентов. Обмотки переменного тока с дробным числом пазов на полюс и фазу рассчитывались на основании схемы Тингли, заменяющей звезду векторов и облегчающей расчет таких обмоток. Было выведено влияние обмотки на распределение индуктированного напряжения. Для исследования электромагнитных свойств обмоток переменного тока применялись диаграммы магнитных напряжений, т. н. диаграммы Гёргеса. Качество обмоток с учетом высших гармонических исследовалось по методу проф. Крондля, а также при помощи верзорного исчисления. Были рассмотрены и силы короткого замыкания, действующие на лобовые части обмотки. Равным образом и проблемам обмоток для высоких напряжений уделялось значительное внимание.

В последней главе рассматриваются демпфированные обмотки коллекторных машин переменного тока, в настоящее время применяемые для улучшения коммутации. Была разработана детальная теория таких обмоток и выведен метод для их числовой оценки.

Мы надеемся, что предлагаемая книга будет благоприятно принята советской технической общественностью.

Прага, январь 1962 г. Авторы

ОТ ПЕРЕВОДЧИКОВ

При переводе настоящей книги на русский язык переводчики натолкнулись на ряд особенностей, которые в обычной технической литературе не встречаются. Так как русский алфавит имеет другой порядок букв, чем латинский, то иногда в переводе буквенных индексов на русский язык первоначальная их последовательность была нарушена. Срок издания книги, принимая во внимание перевод текста, превышающего 900 страниц, консультацию с авторами, переписку, напечатание, корректуры и необходимое сотрудничество переводчиков в целях уникации и уточнения понятий и терминов для более совершенной отделки труда был весьма короткий. Помимо этого в труде встречаются новые понятия, для которых нужно было создать эквивалентные термины, отвечающие духу русского языка. Таким образом перевод в многих случаях носил характер переработки оригинала с целью приблизить его к принятым русским понятиям и терминам. Ввиду краткости срока издания книги и по желанию авторов оригинала были оставлены в русском тексте чешские индексы латинских обозначений электрических и магнитных единиц, как напр. $i_{\check{z}el.}$ (i железа) $i_{p\acute{o}l.}$ (i полюса) и.т.д.

По тем же причинам были оставлены и обозначения различных частей машин согласно чехословацким стандартам (напр., обозначения выводов из машин).

Известные трудности встретились и при транскрипции фамилий иностранных авторов и названий фирм на русский язык; поэтому в некоторых случаях такие фамилии и названия были взяты из оригинала без изменений.

Однако же, несмотря на это, переводчики строго следили за тем, чтобы русский текст книги точно отвечал содержанию оригинала и для читателя-специалиста был вполне понятным, включая и формулы.

За правильность формул и математических выражений отвечают исключительно авторы оригинала настоящего труда.

ОТСУТСТВУЮТ СТРАНИЦЫ
с 359 по 362

СОДЕРЖАНИЕ

Глава I

ОБМОТКИ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

А. Основные понятия

Б. Систематика обмоток машин постоянного тока

Глава II

ОБМОТКИ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

А. Основные понятия

Б. Типы обмоток машин переменного тока и их исследование

Глава III

ОБМОТКИ КОЛЛЕКТОРНЫХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

(Римский номер означает главу, арабский номер — параграф, в котором смысл приведенного символа объяснен.)

A линейная нагрузка якоря (I-1)
a число пар параллельных ветвей обмотки постоянного тока (I-1); ширина паза (I-22), (II-24)

B магнитная индукция (I-1)
b ширина проводника (I-22)
b_k ширина щетки (I-22)
b_l коллекторное деление (I-24)
b_z ширина зубца (I-24)

c пазовое деление, выраженное числом квадратиков схемы Тингли (II-16)
c, c' целые числа (I-11)

d диаметр якоря (I-1)
d_k диаметр коллектора I-24)

E электродвижущая сила машины (I-1)
e электродвижущая сила (индуктированное напряжение) (I-1)
e_c напряжение секции (I-1)
e_l напряжение между смежными пластинами (I-5)

F сила, воздействующая на проводник в магнитном поле (I-1); магнитное напряжение (II-18).
F_a аксиальная составляющая магнитного напряжения лобовых частей (II-25)
F_t тангенциальная сила (I-1); тангенциальная составляющая магнитного напряжения (II-25)

g градиент (II-27)

H напряженность магнитного поля (II-24)
h высота проводника (I-22); глубина паза (I-24)

I общий ток якоря (I-22)
I_a ток в одной ветви (I-1)
I_d прямая составляющая несимметричной системы (II-3)
I_i обратная составляющая несимметричной системы (II-3)
I_k ток в соединительных кольцах клетки (II-23); ток в проводниках (II-25)
I_t ток в стержнях клетки (II-21)
i ток (I-1)
i_0 нулевая составляющая несимметричной системы (II-3)

J_2 потеря мощности, преобразованная в тепловую энергию (II-21)

K число коллекторных пластин (I-3); момент инерции (II-21); коэффициент увеличения сопротивления (II-24)
k результирующий коэффициент увеличения сопротивления (II-24)

L коэффициент самоиндукции (II-18)
l длина (I-1)
l_i идеальная длина якоря (I-1)

M момент машины (I-1)
$M_{1,2}$ коэффициент взаимной индукции (II-25)
M_r коэффициент активного сопротивления в самом проводнике (I-24)
M_x коэффициент реактивного сопротивления в самом проводнике (II-24)
m число фаз (I-21); коэффициент увеличения числа пластин (I-21)

N число витков (II-4)
$'N$ число проводников якоря (I-1)
N_1 число активных сторон секций (I-2)
N_c число секций (I-2)
N_d число пазов (I-1)
N_r коэффициент сопротивления от других проводников (II-24)
N_s число групп катушек (II-10)

N_t число стержней клетки (II-21)
N_x коэффициент реактивности от других проводников (II-24)
n скорость вращения машины (I-1)
n_1 число витков в одном слое (II-4)
n_c число витков в одной секции (I-2)

P мощность (I-1); число лучей звезды векторов (I-2)
P_z потери (I-22)
p число пар полюсов (I-1); добавочные удельные потери (II-25)

Q полюсное деление, выраженное числом пазов (I-2)
q число пазов на полюс и фазу (II-4)
q_0 участок одной фазы в схеме Тингли, выраженный числом квадратиков (II-16)
q_1, q_2 ширина зон в двухполюсной схеме Тингли в четных или нечетных полюсных делениях (II-16)

R радиус окружности, соответствующей основной гармонике (II-18)
R_g радиус инерции зубцовых точек в диаграмме магнитных напряжений (II-18)
r радиус (I-1); активное сопротивление (I-22)

S поверхность (I-1); кажущаяся мощность (II-24); число сторон многоугольника напряжений (I-10)
s сечение проводника (I-22); скольжение (II-21)

T период коммутирования (I-22)
t время (I-1); наибольший общий делитель числа пазов N_d и пар полюсов p (I-2)

U напряжение (II-27)
u число сторон секций в одном слое двухслойной обмотки (число пластин, приходящихся на один паз) (I-3)

V проводимость меди (I-22)
v окружная скорость (I-1)

W электромагнитная энергия (II-18)
w магнитное поле в лобовом пространстве (II-25)

x реактивное сопротивление (II-24)

y результирующий шаг обмотки, выраженный числом секций (пластин) (I-3)
y_1 первый секционный шаг, выраженный числом секций (пластин) (I-2)
y_2 второй секционный шаг (I-2)
y_{d_1} первый шаг по пазам (I-2)
y_{d_2} второй шаг по пазам (I-2)
y_k коллекторный шаг (I-3)
y_n наклон пазов клетки (II-33)
y_p потенциальный шаг, выраженный числом пластин (I-5)

z импеданц — полное сопротивление (II-24)

α угол поворота (I-1); пазовый шаг в звезде векторов (I-2)

α' угол между смежными лучами в векторной звезде (I-2)
β относительная ширина полюса (I-24)
β_k число пластин, перекрываемых щеткой (I-24)
γ угол укорочения шага (II-5)
δ воздушный зазор (I-8); приведенная высота проводника (I-22); удельная плотность воздуха (II-27)
$\operatorname{tg}\delta$ коэффициент диэлектрических потерь (II-27)
ε целое число, обычно -1, 0, $+1$ (I-3); диэлектрическая постоянная (II-27)
η теоретический шаг демпфирующей обмотки (III-5)
Θ угол фазного смещения между токами в верхнем и нижнем слоях паза (I-22), (II-24)
ϑ нагрев (II-12)
κ обмоточный коэффициент (II-4)
κ_k шаговый коэффициент (II-5)
κ_r обмоточный коэффициент распределения (II-5)
κ_s коэффициент катушечных групп (II-10)
λ относительная длина лобовых частей (I-22)
μ магнитная проницаемость (II-18)
ν порядок гармоники (II-1)
ξ показатель качества обмотки (II-18)
ϱ удельное сопротивление (I-22)
σ плотность тока (II-24)
τ_d пазовое деление (I-24)
τ_k полюсное деление, выраженное числом пластин (I-3)

τ_p полюсное деление (I-1)
Φ магнитный поток (I-1)
φ силовые линии собственного поля проводника (I-1)
χ неуравновешенность демпфированных обмоток (III-5)
Ω механическая скорость ротора (II-21)
ω угловая скорость (I-1)

СОКРАЩЕННЫЕ НАЗВАНИЯ ЖУРНАЛОВ

AfE	Archiv für Elektrotechnik
AEG-Mitt.	AEG-Mitteilungen
AIEE Tr.	AIEE Transactions
BO	Bulletin Oerlikon
BSEV	Bulletin des Schweizerischen El. Vereins
ČMT	Česká matice technická
DE	Deutsche Elektrotechnik
E	Elektrotechnik
E Eng.	Electrical Engineering
EO	Elektrotechnický obzor
EuM	Elektrotechnik und Maschinenbau
ER	The Electrical Review
JČMF	Jednota českých matematiků a fysiků
JIEE	Journal of the Institution of Electrical Engineers
JAIEE	Journal of AIEE
ÓZfE	Österreichische Zeitschrift für Elektrizitätswirtschaft
Proc. AIEE	Proceedings of AIEE
RGE	Revue Générale de l'Electricité
SZ	Siemens Zeitschrift
TO	Technický obzor
WE	Western Electrician
BASE	Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens

Глава I

Обмотки электрических машин постоянного тока

А. Основные понятия

I. ВВЕДЕНИЕ

Для электрических машин постоянного тока в первой стадии их развития, во второй половине прошлого столетия, применялись только кольцевые якори (рис. 1-1). Кольцевые якори имели ряд недостатков, как напр. относительно малая активная часть витка, что приводило к значительным падениям напряжения в таких машинах и к понижению коэффициента полезного действия. Кроме того, механическое крепление витков против воздействия центробежных и инерционных сил было недостаточным. Так как витки кольцевых обмоток наматывались на поверхность сердечника из железной проволоки, то приходилось выполнять эти машины с относительно большим воздушным зазором, что существенно повышало магнитное сопротивление машины. Наконец, всю обмотку приходилось изготовлять вручную.

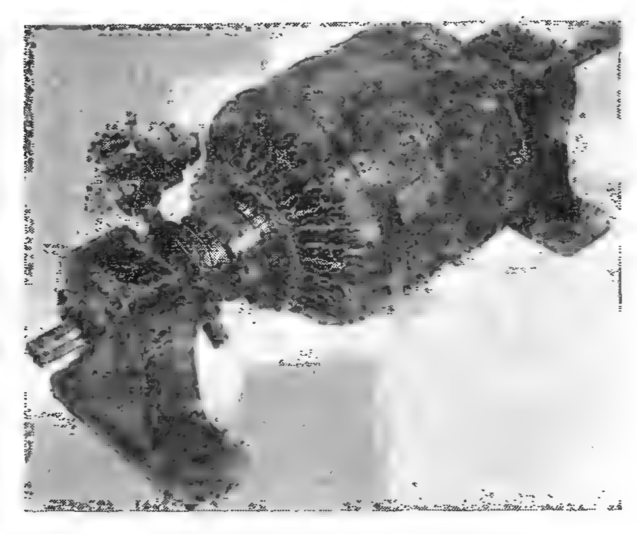


Рис. 1-1. Кольцевой якорь.

По этим причинам кольцевой якорь вообще перестали применять и перешли к барабанным обмоткам и к якорям с пазами, составленным из листовой стали.

Барабанную обмотку изобрел Гефнер-Альтенек, а якорь с пазами предложил Вестингауз. Применение барабанных якорей устранило недостатки кольцевых обмоток. У этих обмоток активной обычно была только часть секции, огибающая внешнюю поверхность кольцевого сердечника, в то время как остальная часть секции была неактивной. В противоположность этому, барабанные обмотки обладают тем преимуществом, что обе стороны секции, лежащие на внешней поверхности якоря (рис. 1-2), активны. Проводники соединяются в секции таким образом, что одна сторона секции, лежащая под северным полюсом, последовательно соединена с другой, находящейся под южным полюсом. На рис. 1-3 приведена фотография якоря электрической машины постоянного тока с барабанной обмоткой.

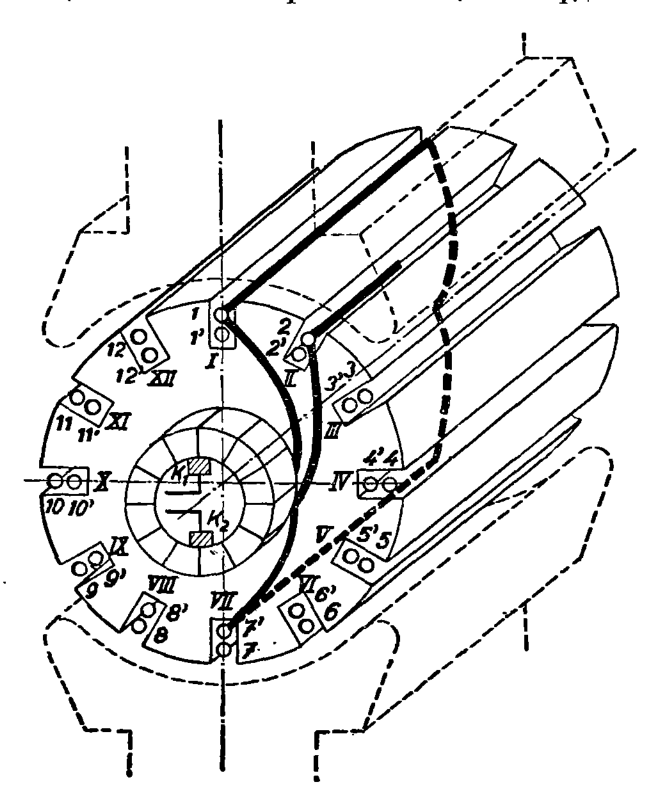


Рис. 1-2. Схематическое изображение якоря с барабанной обмоткой.

Когда якорь электрической машины вращается в магнитном поле Φ, возбуждаемом магнитной системой, то в отдельных витках возникает электродвижущая сила e, которая периодична так же, как и магнитное поле в воздушном зазоре. Ток i от этой электродвижущей силы создает совместно с полем Φ механическую силу, препятствующую движению. Электрическая мощность ei этой машины создается в результате преобразования механической работы в электрическую энергию. Такую машину называют генератором. В двигателе протекает обратный процесс. Ток i, обтекающий проводники, создает совместно с полем Φ механическую силу F, вращающую якорь. Электродвижущая сила, индуктируемая в якоре, действует навстречу электродвижущей силе на зажимах машины. Для преодоления электродвижущей силы якоря и для вращения машины электродвижущая сила сети должна превышать электродвижущую силу якоря и подводить к машине электрическую энергию, превращаемую в энергию механическую. На рис. 1-4 указан принцип работы генератора и дви-

Рис. 1-3. Якорь машины постоянного тока 3500 квт с барабанной обмоткой (А. Э. Г.)

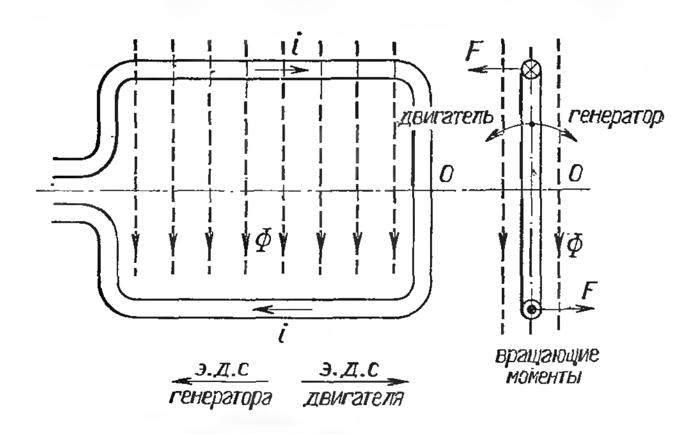


Рис. 1-4. Принцип генератора и двигателя.

гателя, при чем якорь заменен одной катушкой. Выведем выражения для значения электродвижущей силы, индуктированной в якоре, для тангенциальной силы и для вращающего момента машины.

а) ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА, ИНДУКТИРОВАННАЯ В ЯКОРЕ

Рассмотрим катушку, вращаемую в магнитном поле (рис. 1-5), причем силовые линии магнитного потока перпендикулярны к оси вращения. По закону Фарадея в обмотке индуктируется электродвижущая сила

$$e = -\frac{d\Phi}{dt} \cdot 10^{-8} \quad [\text{в}] . \quad (1\text{-}1)$$

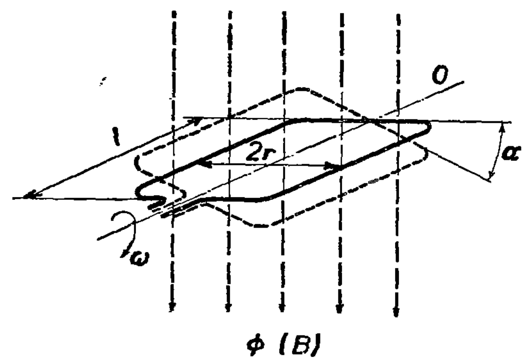


Рис. 1-5. Катушка, вращающаяся в магнитном поле.

Магнитный поток дан общим соотношением

$$\Phi = \int d(BS') \quad [\text{мкс}] ,$$

где S' — проекция площади катушки на плоскость, перпендикулярную к направлению силовых линий, и B — магнитная индукция. После подстановки в формулу (1-1) и после дифференцирования получим

$$e = -\left(\frac{\partial B}{\partial t} S' + B \frac{\partial S'}{\partial t}\right) \cdot 10^{-8} \quad [\text{в}] . \quad (1\text{-}2)$$

Из этого уравнения видно, что электродвижущая сила возникает в результате изменения магнитного потока Φ, как изменением магнитной индукции B, так и изменением площади S', вызванных вращением якоря. У машин постоянного тока индукция не зависит от времени, так что первый член в скобках равен нулю, в то время как второй член равен

$$e = -B \frac{dS'}{dt} \cdot 10^{-8} \quad [\text{в}] . \quad (1\text{-}2')$$

Проекцию площади катушки на плоскость, перпендикулярную направлению силовых линий, можно выразить в соответствии с рис. 1-5 следующим образом:

$$S' = 2rl \cos \alpha .$$

Если угол поворота положить $\alpha = \omega t$, то будет

$$S' = 2rl \cos \omega t ,$$

причем ω — угловая скорость вращения. Подставив эту величину в уравнение (1-2′), получим

$$e = -2Blr \frac{d(\cos \omega t)}{dt} \cdot 10^{-8} \quad [\text{в}] ,$$

а так как окружная скорость равна $v = r\omega$, то путем дифференцирования получим

$$e = 2Blv \sin \omega t \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}] \,.$$

Для $\alpha = \omega t = \pi/2$ имеем $\sin \omega t = 1$, причем плоскость катушки параллельна плоскости силовых линий. В таком положении в катушке индуктируется максимальная электродвижущая сила

$$e = 2Blv \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}] \,,$$

так что электродвижущая сила в одном проводнике равна

$$e = Blv \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}] \,. \qquad (1\text{-}3)$$

Обозначим общее число проводников в якоре машины постоянного тока через $'N$. Эти проводники образуют $2a$ параллельных ветвей, так что в одной параллельной ветви последовательно включено $'N/2a$ проводников. Окружную скорость якоря выразим в виде

$$v = \frac{\pi d n}{60} = \frac{2p\tau_p n}{60} \,.$$

С помощью формулы (1-3) выразим электродвижущую силу E, индуктированную в обмотке якоря в виде

$$E = \frac{'N}{2a} Bl \frac{2p\tau_p n}{60} \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}] \,. \qquad (1\text{-}4)$$

Изменение индукции B в воздушном зазоре показано на рис. 2-1. Если обозначить ее среднее значение через B_s, то поток от одного полюса будет равен

$$\Phi = B_s \tau_p l$$

и в предположении, что в формуле (1-4) справедливо $B = B_s$, после преобразований получим

$$E = \Phi \frac{p}{a} {'N} \frac{n}{60} \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}] \,. \qquad (1\text{-}5)$$

Применяя систему (МКСА), получим

$$E = \Phi \frac{p}{a} {'N} \frac{n}{60} \quad [\text{в}] \,. \qquad (1\text{-}5')$$

Направление индуктированной электродвижущей силы, возбуждаемой вращением, определяем при помощи различных правил. Так например, для генератора применяют правило правой руки, и для двигателя — правило левой руки. Если направить большой, указательный и средний пальцы таким образом, чтобы они соответствовали прямоугольной системе координат (XYZ) (рис. 1-6), причем большой палец покажет направление вращения якоря, а указательный палец — направление поля, то средний палец покажет направление индуктированной электродвижущей силы (тока).

Другое часто применяемое правило показано на рис. 1-7: Если расположить правую руку так, чтобы силовые линии входили в ладонь и большой палец показывал направление движения, то остальные пальцы покажут направление индуктированной электродвижущей силы (тока). Это правило правой руки относится к генератору, а аналогичное правило левой руки — к двигателю.

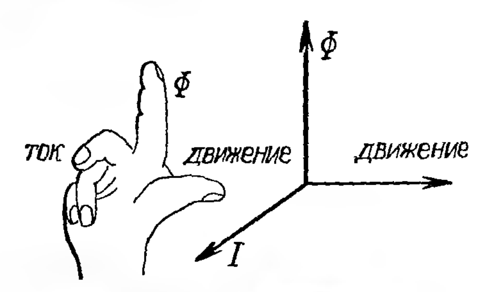


Рис. 1-6. Определение направления индуктированной электродвижущей силы по правилу правой руки.

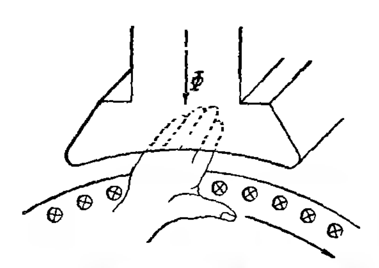


Рис. 1-7. Определение направления индуктированной электродвижущей силы при помощи руки.

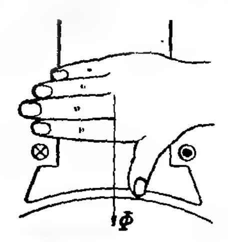


Рис. 1-8. Определение полярности полюсов при помощи правой руки.

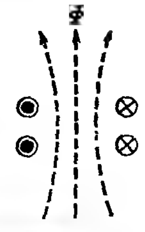


Рис. 1-9. Определение полярности полюсов при помощи правого винта.

Не менее важно знать полярность полюсов (направление потока Φ). Полярность можно определить при помощи правила правой руки или правого винта. Если положить правую руку на сердечник полюса (рис. 1-8) так, чтобы пальцы показывали направление тока в витках катушки возбуждения, то большой палец покажет направление потока Φ. По правилу правого винта направление магнитного поля совпадает с направлением осевого смещения винта, если ток в витках катушки возбуждения протекает в направлении вращения винтв (рис. 1-9).

б) ТАНГЕНЦИАЛЬНАЯ СИЛА И ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ МАШИНЫ

Если по проводнику, длина которого l, протекает ток i (рис. 1-10) и если этот проводник находится в однородном магнитном поле, индукция которого B, то на элемент проводника dl согласно закону Био-Савара воздействует сила,

определяемая векторным произведением (в абсолютной системе),

$$\mathrm{d}F = i[\mathrm{d}lB],$$

абсолютная величина которой равна

$$|\mathrm{d}F| = i\,\mathrm{d}l\,B\sin\alpha \quad [\text{дин}]. \tag{1-6}$$

Направление силы перпендикулярно к плоскости, которая содержит элемент $\mathrm{d}l$ и параллельна магнитным силовым линиям B (рис. 1-10). Направление силы можно определить по правилу левой руки. При указанном направлении тока от нас сила будет направлена налево. Силовые линии собственного поля проводника φ действуют тогда на левой стороне проводника навстречу силовым линиям главного потока Φ и направо от него — в направлении этого потока. Максимальную пондеромоторную силу F получим, полагая $\sin\alpha = 1$, т. е. $\alpha = \pi/2$. Если ток выразить в амперах, то в электромагнитной системе единиц будет

$$F = 0{,}1Bil \quad [\text{дин}],$$

причем l дано в сантиметрах. Чтобы получить силу в килограммах, мы должны умножить это выражение на фактор $10^{-3}/981$, так что сила будет

$$F = Bil\frac{10^{-4}}{981} \quad [\text{кг}],$$

т. е.

$$F = 1{,}02Bil\,.\,10^{-7} \quad [\text{кг}], \tag{1-7}$$

где i выражено в амперах и l — в сантиметрах. В системе единиц МКСА будет

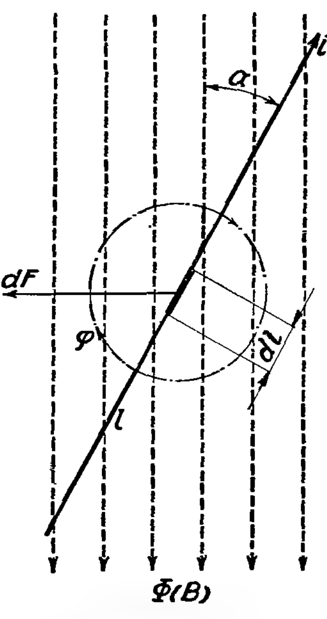


Рис. 1-10. Сила, воздействующая в магнитном поле на проводник, обтекаемый током.

$$F = Bil \quad [\text{н}]. \tag{1-7'}$$

Из этой формулы следует тангенциальная сила и вращающий момент машины. Пусть машина имеет $2p$ полюсов, $'N$ проводников, соединенных в $2a$ параллельные ветви, диаметр якоря d в см, активную длину якоря l_i в см, магнитный поток из одного полюса Φ и общий ток в якоре I. Тогда средняя по окружности якоря индукция равна

$$B_s = \frac{2p\Phi}{\pi\,\mathrm{d}l_i}$$

а ток в одной ветви

$$I_a = \frac{I}{2a}.$$

Подставляя эти величины в уравнение (1-7), где $B = B_s$, найдем тангенциальную силу машины

$$F_t = 1{,}02 \frac{2p\Phi}{\pi\, \mathrm{d} l_i} \frac{I}{2a} {}'N l_i \,.\, 10^{-7} \,,$$

что можно переписать в виде

$$F_t = \frac{1{,}02}{\pi} \Phi' N I \frac{p}{a} \frac{1}{d} \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг}]\,. \qquad (1\text{-}8)$$

В системе МКСА будет тангенциальная сила

$$F_t = \frac{1}{\pi} \Phi' N I \frac{p}{a} \frac{1}{d} \quad [\text{н}]\,, \qquad (1\text{-}8')$$

где 1 ньютон = 1/9,81 кг. Формула (1-8) характеризует тангенциальную силу на окружности якоря. Умножив ее на радиус якоря $d/2$, выведем вращающий момент машины

$$M = F_t \frac{d}{2}$$

и после подстановки

$$M = \frac{1{,}02}{2\pi} \Phi' N I \frac{p}{a} \,.\, 10^{-9} \quad [\text{кгм}]\,. \qquad (1\text{-}9)$$

В системе МКСА будет

$$M = \frac{1}{2\pi} \Phi' N I \frac{p}{a} \quad [\text{нм}]\,. \qquad (1\text{-}9')$$

Если обозначить линейную нагрузку якоря, выраженную в амперпроводниках на 1 см окружности якоря, через

$$A = \frac{'NI}{2a} : \pi d = \frac{'NI}{2a\pi d}$$

и, следовательно,

$$'NI = 2a\pi A d\,,$$

то момент машины будет

$$M = 1{,}02 p\Phi A d \,.\, 10^{-9} \quad [\text{кгм}] \qquad (1\text{-}10)$$

и в системе МКСА

$$M = p\Phi A d \,.\, 10^{-8} \quad [\text{нм}]\,,$$

причем учитываем, что 1 кгм = 9,81 нм.

Если выразить все величины в единицах системы МКСА, т. е. Φ в вольтсекундах, плотность тока A в амперах на метр окружности якоря, и d в метрах, то

$$M = p\Phi A d \quad [\text{нм}].$$

Правильность этой формулы можно проверить, выражая мощность машины, с одной стороны, через вращающий момент и угловую скорость, и, с другой стороны, через напряжение и ток. В обоих случаях должна получаться та же мощность. Из механики известно, что мощность в ваттах равна

$$P = M\omega \,.\, 9{,}81 \quad [\text{вт}].$$

Вместо угловой скорости подставим

$$\omega = 2\pi \frac{n}{60}$$

и вместо M — приведенную выше формулу (1-9), тогда

$$P = \frac{1{,}02}{2\pi} \Phi' N I \frac{p}{a} 2\pi \frac{n}{60} 10^{-9} \,.\, 9{,}81 \quad [\text{вт}],$$

или же

$$P = \left(\Phi' N \frac{p}{a} \frac{n}{60} \,.\, 10^{-8}\right) I \quad [\text{вт}].$$

Выражение в скобках представляет напряжение якоря. Следовательно

$$P = EI \quad [\text{вт}],$$

что дает мощность машины, выраженную в электрических величинах.

2. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ ЭЛЕКТРОДВИЖУЩИХ СИЛ

Кривую магнитного поля в воздушном зазоре машины постоянного тока (рис. 2-1) можно разложить в ряд гармоник. Если принять в расчет только основную гармонику, имеющую положительный максимум на оси северного полюса и отрицательный минимум на оси южного полюса, то электродвижущая сила, наводимая в проводниках якоря, будет тоже синусоидальна и ее максимальное значение будет дано формулой (1-3). Эти электродвижущие силы изобразим в виде векторов, вычерченных в виде звезды, причем каждый из векторов представляет электродвижущую силу проводников, расположенных в одном пазу.

Пусть якорь имеет $N_d = 24$ паза (рис. 2-1), и в каждом пазу пусть имеется один проводник. Число пар полюсов равно $p = 2$. Положение пазов в магнитном поле определено положением их осей. Механический угол между этими осями равен

$$\alpha_{\text{mech}} = \frac{360^\circ}{N_d}.$$

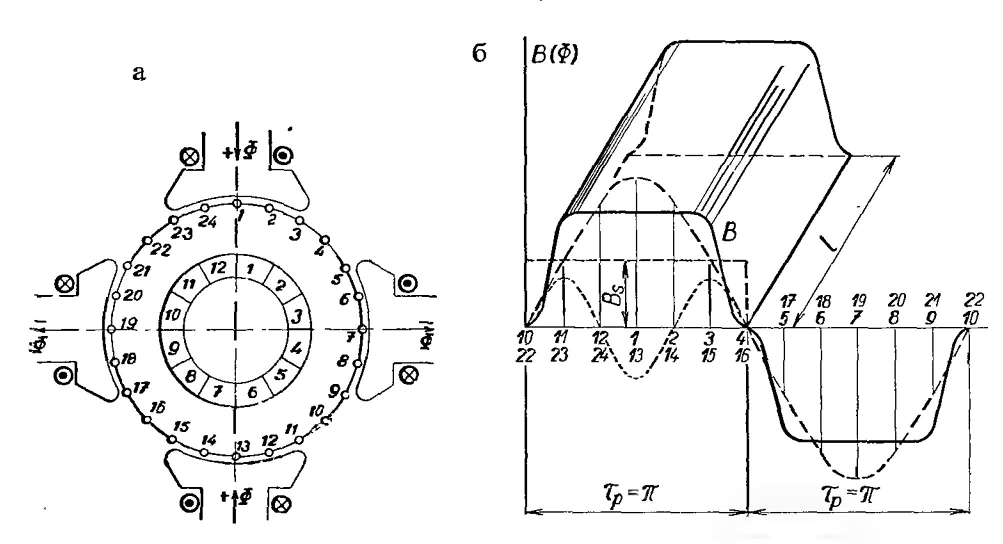


Рис. 2-1. Схема четырехполюсной машины постоянного тока и кривая индукции в воздушном зазоре.

Одной паре полюсов соответствует 360 электрических градусов. Векторы изображающие амплитуды электродвижущих сил, наводимых в проводниках соседних пазов (рис. 2-2), образуют в общем случае угол в электрических градусах

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p\ . \qquad (2\text{-}1)$$

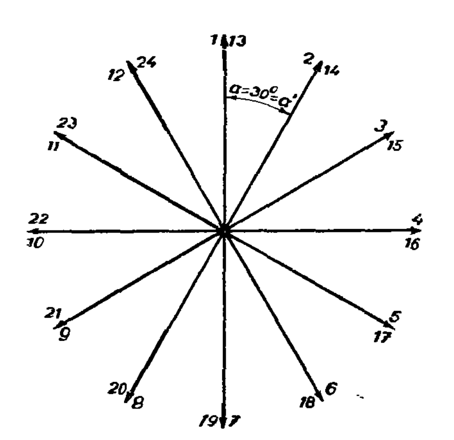


Рис. 2-2. Звезда векторов однослойной обмотки, $p = 2$, $N_d = 24$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$.

Этот угол называется пазовым шагом в звезде векторов. Так как одной паре полюсов соответствует N_d/p пазов, то на одну пару полюсов приходится N_d/p векторов. Если это отношение дано целым числом, то векторы пазов, имеющих то же положение в магнитном поле, совпадают, и общее число лучей звезды векторов будет

$$P = \frac{N_d}{p}.$$

Отдельные лучи векторов звезды обозначены p порядковыми номерами пазов и угол между двумя соседними векторами равен

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{N_d} p = \alpha ,$$

т. е. он равняется пазовому шагу.

Если число пазов N_d и число пар полюсов p не имеют общего делителя, то в машине нет двух пазов с одинаковым положением в магнитном поле и число лучей звезды векторов равно числу пазов

$$P = N_d .$$

Угол между двумя соседними лучами равен

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{N_d} ,$$

так что пазовый шаг дается в виде

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = p\alpha' .$$

В общем случае, когда у N_d и p имеется общий делитель t, то число лучей звезды равно

$$P = \frac{N_d}{t} \tag{2-2}$$

и угол между двумя соседними лучами будет

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{N_d} t , \tag{2-3}$$

так что пазовый шаг

$$\alpha = \frac{p}{t} \alpha' . \tag{2-4}$$

В нашем случае, когда $p = 2$ и $N_d = 24$, пазовый шаг $\alpha = (360°/24) . 2 = 30°$. Число лучей звезды векторов соответствует $P = 24/2 = 12$ и угол между соседними лучами $\alpha' = 360°/12 = \alpha$ (рис. 2-2).

Рассмотрим двухслойную петлевую обмотку, изображенную на рис. 1-2 и представим ее в развернутом виде (рис. 2-3). В каждом пазу расположены два проводника, один в верхнем слое и другой — в нижнем. Секции образуются таким образом, что проводники верхнего слоя соединены с проводниками

нижнего слоя, вложенными в пазы, удаленные примерно на полюсное деление якоря. Тогда каждая из секций состоит из следующих частей (рис. 2-3):

a b — начальный вывод,
b c — входная половина передней лобовой части секции,
c d — передняя сторона секции,
d e f — задняя лобовая часть секции,
f g — задняя сторона секции,
g h — выходная половина передней лобовой части секции,
h i — конечный вывод.

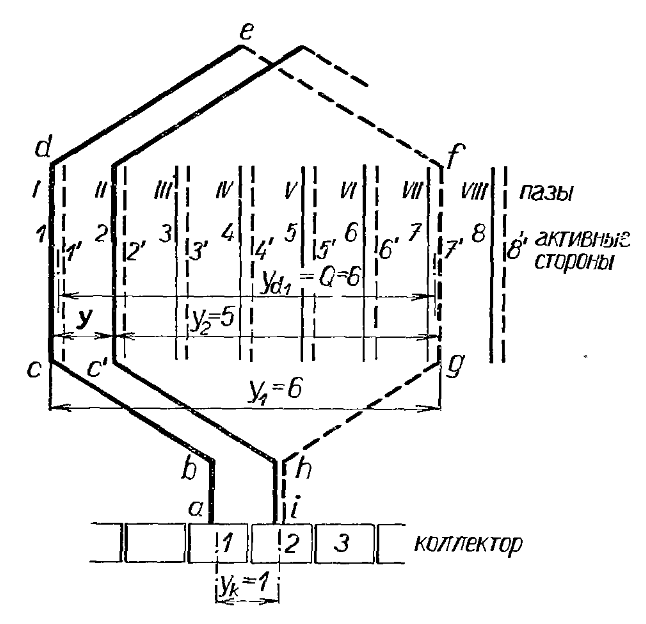


Рис. 2-3. Петлевая двухслойная обмотка.

Итак, передние лобовые соединения образуются частями *bc* и *gh*. У стержневых двухслойных обмоток, у которых в пазу два проводника, число секций равно

$$N_c = \frac{N_1}{2} = \frac{'N}{2},$$

где N_1 — число активных сторон секций и $'N$ — число проводников. Пазы распределены равномерно по окружности якоря. В пазах однослойных обмоток — одна активная сторона, у двухслойных — не меньше двух, а именно, одна — в верхнем слое, и другая — в нижнем. В общем случае число сторон дано четным числом. Проводники в пазах отмечаются таким образом, что верхние проводники, т. е. верхние активные стороны, соответствующие передним

сторонам секций, нумеруются порядковыми номерами по секциям, которые соответствуют отдельным пластинам коллектора. Нижние активные стороны, соответствующие задним сторонам секций, отмечаем теми же номерами со штрихом. Согласно этому, при двух проводниках в пазу, верхний проводник первого паза обозначается через *1*, а нижний — через *1'*. Аналогично, при четырех проводниках в пазу, верхние проводники первого паза обозначаются порядковыми номерами *1*, *2* и нижние — *1'*, *2'*; во втором пазу будут верхние проводники обозначены через *3*, *4* и нижние — через *3'*, *4'* и т. д.

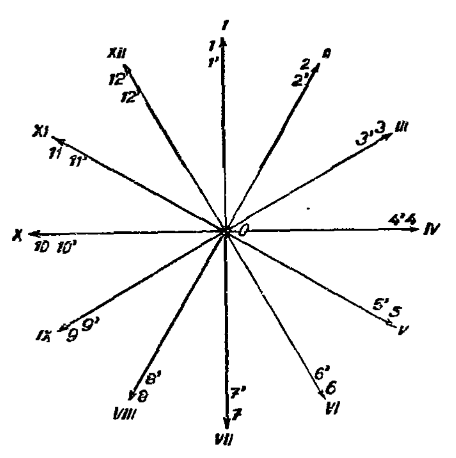


Рис. 2-4. Звезда векторов двухслойной обмотки $p = 1$, $N_d = 12$.

Расстояние между передними сторонами секций и задними сторонами секций дается частичным шагом y_1, который называется первым секционным шагом. Этот шаг определяет число секций, которое мы проходим по наружной поверхности якоря, соединяя две активные стороны в секцию, причем переход осуществляется всегда от верхнего слоя к нижнему. Отдельные секции соединяем друг с другом вторым частичным шагом y_2, на рис. 2-3 ведущим из точки g через h в точку c'. Этот шаг характеризует число секций, на которое мы смещаемся по окружности якоря, соединяя конец одной секции с началом последующей секции, причем переход осуществляется от нижнего слоя к верхнему.

У однослойных обмоток нумеруем пазы, причем передние стороны секций лежат в нечетных пазах, а задние — в четных. Первый шаг выражаем также через число пройденных пазов; этот шаг выражается всегда через нечетное число, так как нечетный проводник передней стороны секции соединяется с четным проводником задней стороны секции. Второй шаг, выраженный числом пазов, выражается также нечетным числом. Число секций однослойной обмотки равно половине числа пазов

$$N_c = 0{,}5N_d\,.$$

Вычертим векторную диаграмму (рис. 2-4) двухслойной обмотки якоря по рис. 1-2, изображенной в развернутом виде на рис. 2-3. Число лучей

$$P = N_d = 12\,.$$

Полюсное деление, выраженное числом пазов, равно

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{12}{2} = 6\,.$$

Соединим верхний проводник паза *I*, обозначенный через 1, с нижним проводником паза *VII*, обозначенным через *7'*. Тогда мы передвигаемся по окружности якоря на шаг по пазам

$$y_{d_1} = Q = 6 \quad \text{пазов}.$$

Первый шаг по секциям равен

$$y_1 = 7 - 1 = 6 \quad \text{секций}.$$

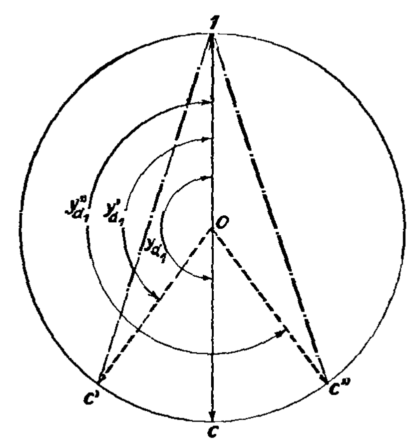


Рис. 2-5. Секционные напряжения: (1 — *c*) при полном шаге, (1 — *c'*) при укороченном шаге и (1 — *c''*) при удлиненном шаге.

Обмотки с первым шагом по пазам, соответствующим числу пазов на полюс, т. е. $y_{d_1} = Q$ пазов, называются обмотками с полным (диаметральным) шагом. В векторной диаграмме (рис. 2-4) векторы электродвижущих сил активных сторон *1* и *7'* алгебраически складываются; результирующая же электродвижущая сила секции соответствует максимальной величине, которая выражается суммой

$$e_c = \overline{01} + \overline{07}'.$$

При $y_{d_1} < Q$ получается обмотка с укороченным шагом. Электродвижущие силы сторон здесь геометрически складываются, напряжение секций здесь меньше, чем при полном шаге (рис. 2-5).

Укорочение шага часто необходимо выполнять с учетом числа пазов якоря. Имея, например, обмотку с $p = 2$, $N_d = 21$, $Q = 21/4 = 5{,}25$ паза, выполним укороченный шаг $y_{d_1} = 5$ пазов. И, наконец, в случае, когда $y_{d_1} > Q$, шаг обмотки будет удлинен. Электродвижущая сила секции (рис. 2-5) будет опять меньше, чем при полном шаге. Такой шаг можно было бы применить, например, у обмотки, имеющей $p = 2$, $N_d = 19$, $Q = 19/4 = 4{,}75$ паза, где шаг обмотки выполним с $y_{d_1} = 5$ пазов.

3. УРАВНЕНИЯ ОБМОТОК

Результирующий секционный шаг равен

$$y_1 + y_2 = y \quad \text{секций}.$$

У нормальных обмоток число секций равняется числу коллекторных пластин $N_c = K$. Так как каждая секция имеет две активные стороны, то число секций и, следовательно, число пластин равно половине числа активных сторон $N_c = K = 0{,}5N_1$. Сдвиг по обмотке на результирующий шаг *y* секций соответствует

шагу по коллектору (рис. 3-1 и 3-2), т. е. сдвигу на

$$y_k = y = y_1 + y_2 \quad \text{пластин}. \qquad (3\text{-}1)$$

Расстояние между двумя одноименными полюсами, выраженное числом секций или же числом коллекторных пластин, равно в общем случае

$$\varepsilon \frac{N_c}{p} = \varepsilon \frac{K}{p}$$

где ε — любое целое число, (обычно -1, 0, $+1$) и p — число пар полюсов.

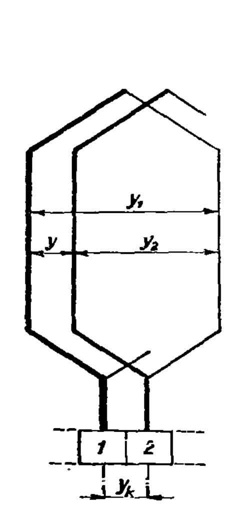




Рис. 3-1. Секция петлевой обмотки.

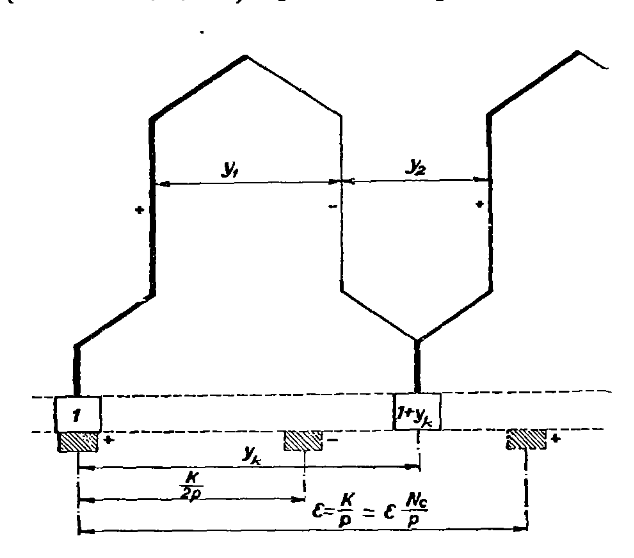


Рис. 3-2. Секция волновой обмотки.

Сдвиг в обмотке на одну секцию, т. е. на шаг y, соответствует сдвигу на коллекторе по формуле (3-1) на шаг по коллектору y_k. В магнитном поле между расстоянием двух одноименных полюсов и этим шагом возникает разность (рис. 3-2) $\varepsilon \, . \, K/p - y_k$. Если пройти через одну параллельную ветвь, то такая разность появляется столько раз, сколько секций в этой ветви. Если предположить, что в обмотке $2a$ параллельных ветвей и N_c секций, то в одной параллельной ветви будет $N_c/2a = K/2a$ секций.

При прохождении через одну параллельную ветвь мы одновременно смещаемся по коллектору от положительного комплекта щеток к соседнему отрицательному, т. е. на $\pm K/2p$. Отсюда вытекает, что справедливо соотношение

$$\left(\varepsilon \frac{K}{p} - y_k\right) \frac{K}{2a} = \pm \frac{K}{2p}$$

и что шаг по коллектору выражается в виде

$$y_k = \frac{\varepsilon K \mp a}{p} \text{ пластин}. \tag{3-2}$$

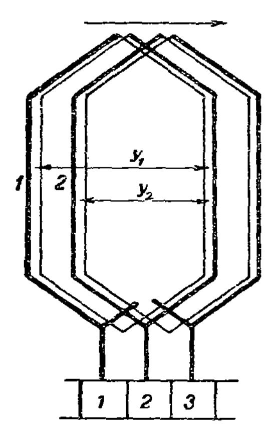


Рис. 3-3. Однослойная петлевая неперекрещивающаяся обмотка; секция имеет два витка.

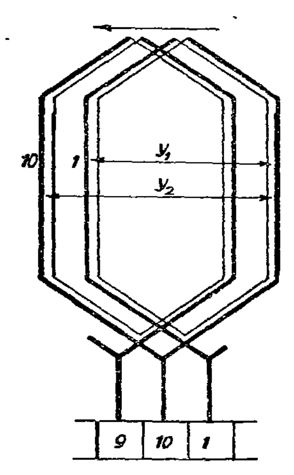


Рис. 3-4. Однослойная петлевая перекрещивающаяся обмотка; секция имеет два витка.

Эта формула характеризует механическую выполнимость обмотки. Для $\varepsilon = 0$ мы получаем петлевую обмотку, шаг по коллектору которой равен

$$y_k = \pm \frac{a}{p} \text{ пластин}. \tag{3-3}$$

Из рис. 3-1 видно, что второй шаг у петлевых обмоток отрицателен и, согласно уравнению (3-1),

$$y_k = y_1 - y_2.$$

Если в уравнении (3-3) принять положительный знак, то

$$y_k = \frac{a}{p} \text{ пластин},$$

и обход обмотки осуществляется в направлении, совпадающем с направлением нумерации коллекторных пластин (рис. 3-3). Такие обмотки называются неперекрещивающимися, так как выводы из секций не перекрещиваются. Если наоборот

$$y_k = -\frac{a}{p} \text{ пластин},$$

то обмотка обходится противоположно порядку нумерации пластин коллектора; полученная обмотка называется перекрещивающейся (рис. 3-4), так как

секционные выводы перекрещиваются. С учетом экономии меди предпочтение отдается неперекрещивающимся обмоткам.*)

Минимально возможный шаг по коллектору равен ± 1, откуда следует

$$\frac{a}{p} \geqq \pm 1, \quad \text{или же} \quad a \geqq \pm p.$$

Отсюда следует, что петлевая обмотка выполнима только в виде параллельной обмотки, для которой справедливо $a = p$, или в виде многократной множественной параллельной обмотки, в которой $a > p$, т. е. где число пар параллельных ветвей есть число, кратное числу пар полюсов.

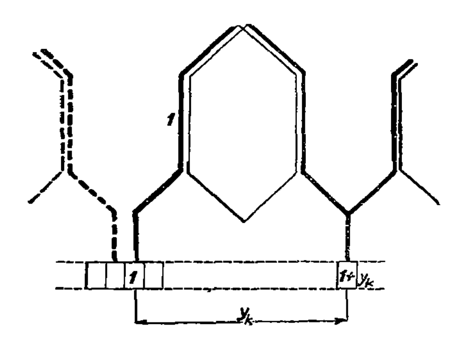


Рис. 3-5. Однослойная волновая неперекрещивающаяся обмотка. Секция имеет два витка.

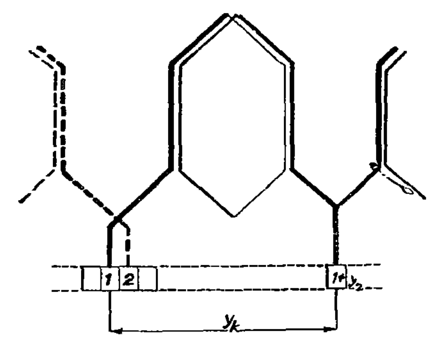


Рис. 3-6. Однослойная волновая перекрещивающаяся обмотка. Секция имеет два витка.

Если в формуле (3-2) $\varepsilon = \pm 1$, то обмотка будет волновой. Шаг по коллектору в таком случае равен

$$y_k = \frac{\pm K \mp a}{p}. \tag{3-4}$$

При разных знаках величин (K, a) получается обмотка неперекрещивающаяся (рис. 3-5), а при равных знаках величин (K, a) — перекрещивающаяся (рис. 3-6). Волновые обмотки выполнимы

как последовательные обмотки, если $a = 1$,
как параллельные обмотки при $a = p$,
как многократные множественные параллельные обмотки при $a > p$
и как параллельно-последовательные обмотки, когда $1 < a < p$.

Однослойные обмотки применяются у машин постоянного тока изредка,

*) Примечание переводчика: В советской литературе различаются левые и правые обмотки, с левым и правым обходом обмотки. „Перекрещивающимися" будут обмотки правые с правым обходом обмотки и левые с левым обходом, „неперекрещивающимися" будут правые обмотки с левым обходом и левые обмотки с правым обходом. (См. Толвинский В. А.: Электрические машины постоянного тока, ГЭИ, 1956, стр. 141—149.)

в основном только у машин низкого напряжения, например, у автомобильных пускателей, генераторов для электролиза и т. п. Чаще всего применяются двухслойные обмотки, передняя сторона которых укладывается в верхнем слое, а задняя сторона — в нижнем слое (рис. 3-7). В одном пазу можно укладывать

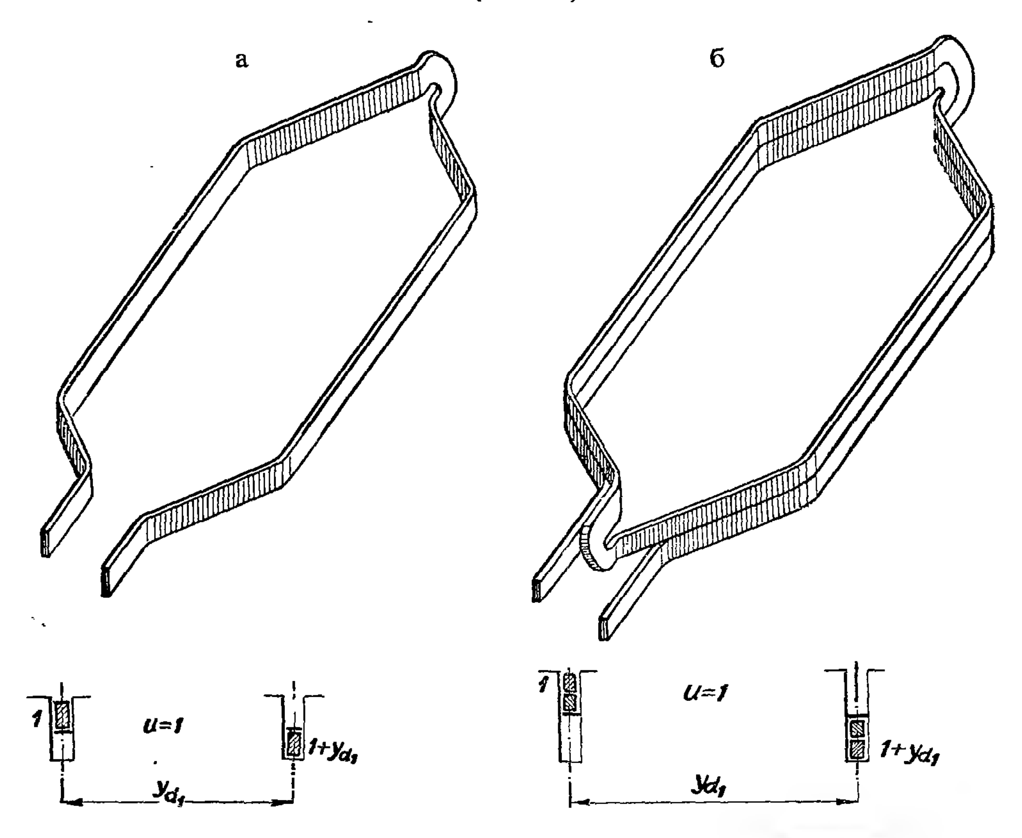


Рис. 3-7. Секция двухслойной обмотки и способ укладки в пазах, а) одновитковая секция, б) двухвитковая секция.

одновременно и несколько секций, в общем случае u секций, так что общее число сторон в пазу будет $2u$, а именно, в каждом слое u сторон. Предположим, что во всех проводниках, уложенных в пазу, индуктируются те же напряжения (той же амплитуды и той же фазы), так что векторы их электродвижущих сил в звезде векторов совпадают.

У двухслойных секций число секций совпадает с числом коллекторных пластин и равняется

$$N_c = uN_d\,, \tag{3-5}$$

так что первый секционный шаг равен

$$y_1 = uy_{d_1} \quad \text{секций}\,, \tag{3-6}$$

где y_{d_1} — первый шаг по пазам. Первый шаг по пазам выбирается, как уже было сказано, приблизительно равным числу пазов на один полюс

$$y_{d_1} \lesseqgtr Q \quad \text{пазов}.$$

Если выразить полюсное деление через число пластин

$$\tau_k = \frac{K}{2p}, \tag{3-7}$$

то для первого секционного шага справедливо также соотношение

$$y_1 \lesseqgtr \tau_k \quad \text{пазов}.$$

Второй секционный шаг будет аналогично

$$y_2 = u y_{d_2}, \tag{3-8}$$

где y_{d_2} обозначает второй шаг по пазам.

4. ПОСТРОЕНИЕ МНОГОУГОЛЬНИКОВ[10]

При построении звезд напряжений и многоугольников напряжений часто требуется разбить окружность на определенное число равных участков. Поэтому приведем некоторые графические методы, при помощи которых можно построить многоугольники, часто встречающиеся при построении потенциальных диаграмм.

1. *Пятиугольник* (рис. 4-1)

Построим окружность и в ее центре s восставим перпендикуляр к диаметру $\overline{ab}$. Перпендикуляр пересечет окружность в точке c. Радиус окружности $\overline{as}$ разделим

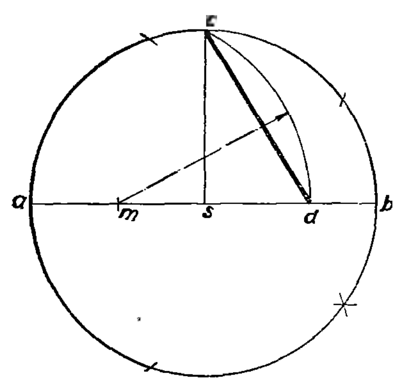


Рис. 4-1. Построение пятиугольника.

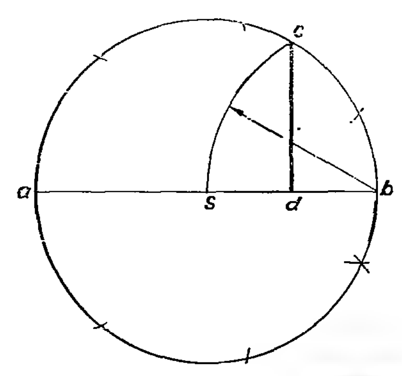


Рис. 4-2. Построение семиугольника.

в точке *m* пополам. Из точки *m* опишем окружность через точку *c*, которая пересечет радиус $\overline{sb}$ в точке *d*. Тогда отрезок $\overline{cd}$ точно представляет искомую сторону пятиугольника.

2. *Семиугольник* (рис. 4-2)

В построенной окружности проведем диаметр $\overline{ab}$ и из точки *b* опишем окружность, проходящую через центр *s*, которая пересечет первую окружность в точке *c*. Из точки *c* опустим перпендикуляр на диаметр $\overline{ab}$, который пересекается в точке *d*. Отрезок $\overline{cd}$ дает приближенную длину стороны семиугольника.

3. *Девятиугольник* (рис. 4-3)

В центре окружности *s* восставим перпендикуляр к диаметру $\overline{ab}$, который пересечет окружность в точке *c*. Из точки *a* опишем окружность через точку *c* до пересечения с диаметром $\overline{ab}$ в точке *d*. Затем опишем окружность из точки *b*, проходящую через центр *s*, до пересечения с предыдущей окружностью в точке *e*. Тогда отрезок $\overline{de}$ дает приближенную длину стороны девятиугольника.

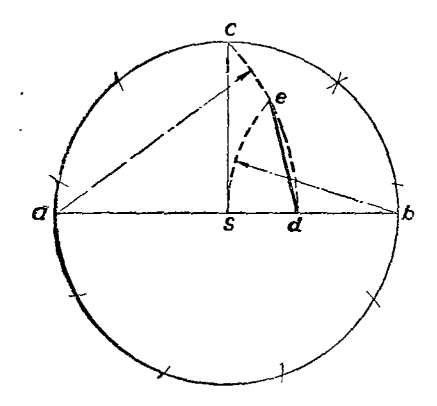


Рис. 4-3. Построение девятиугольника.

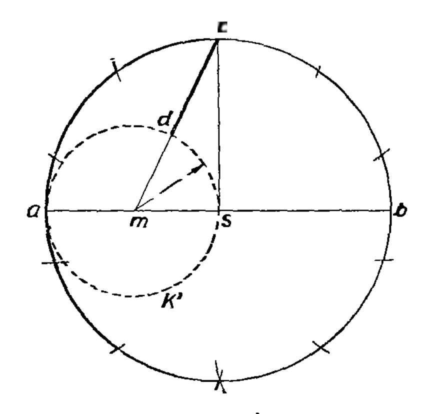


Рис. 4-4. Построение десятиугольника.

4. *Десятиугольник* (рис. 4-4)

В центре окружности *s* восставим перпендикуляр к диаметру $\overline{ab}$. Над радиусом $\overline{as}$ опишем окружность и ее центр *m* соединим с точкой *c*. Точка пересечения соединительной линии $\overline{cm}$ с этой окружностью определяет точку *d*. Отрезок $\overline{cd}$ точно равен стороне десятиугольника.

5. *Одиннадцатиугольник* (рис. 4-5)

Проведем диаметр $\overline{ab}$ и из точки *b* опишем через центр *s* вспомогательную окружность *K'*, пересекающуюся с основной окружностью в точках *c* и *c'*.

Соединительная линия точек c и c' пересекает диаметр $\overline{ab}$ в точке d. Затем соединим точку c' с центром s и найдем точку пересечения прямой $\overline{c's}$ с основной окружностью, т. е. точку e. Нанесем соединительную линию точек e и d, пересекающуюся с окружностью K' в точке f. Длина $\overline{df}$ приближенно равна стороне одиннадцатиугольника.

Рис. 4-5. Построение одиннадцатиугольника.

Рис. 4-6. Построение стороны n-угольника.

6. *Приближенное построение n-угольника для n* > 11 (рис. 4-6)

Через центр окружности o проведем диаметр $\overline{AB}$ и в точке A построим касательную. Под центральным углом 30° влево от радиуса $\overline{oA}$ построим луч, пересекающий касательную в точке c. От этой точки откладываем на касательной длину

$$\overline{CD} = \overline{3oA} = 3r\,,$$

где r — радиус окружности. Отрезок $\overline{BD}$ дает приближенно половину длины окружности

$$\overline{BD} \doteq \pi r\,.$$

Сторона n-угольника будет приближенно равна

$$S_n = \frac{2\pi r}{n} = 2\frac{\overline{BD}}{n}\,.$$

Разбивку длины $\overline{BD}$ произведем графическим путем таким образом, что на касательной отложим n участков, напр. 13, и соединим точку *13* с точкой D. Через точку *1* проводим параллельную линию, отсекающую на прямой $\overline{BD}$ точку d, причем $\overline{Bd} = S_n/2$. Этот отрезок нанесем на дугу окружности следу-

ющим образом: Из точки A откладываем на продолжении диаметра $\overline{AB}$ длину

$$\overline{AE} = 3r ,$$

а на касательной $\overline{CD}$ из точки A откладываем в обе стороны длину .

$$\overline{Aa'} = \overline{Ab'} = \frac{S_n}{2} = \frac{\overline{BD}}{n} = \overline{Bd} .$$

Соединительные линии точки E с точками a', b' отсекают на окружности искомую дугу, соответствующую стороне n-угольника

$$S_n' = \overline{ab} .$$

5. ПЕТЛЕВЫЕ ОБМОТКИ

Чтобы познакомиться с отдельными выполнениями обмоток и с их потенциальными диаграммами, приведем ряд простых примеров. Для простоты будем предполагать, что каждую секцию образует один виток, так что активную сторону составляет один проводник, что соответствует стержневой обмотке.

а) ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

В качестве первого примера мы приведем однослойную параллельную петлевую обмотку (рис. 5-1), у которой в каждом пазу уложена лишь одна сторона секции. В нечетных пазах лежат передние стороны, в четных — задние стороны секций. Число полюсов $2p = 4$, число параллельных ветвей $2a = 2p = 4$, число пазов $N_d = 28$, число секций равно числу пластин $N_c = K = 14$, а число активных сторон $N_1 = 28$.

Шаг по коллектору равен

$$y_k = \pm \frac{a}{p} = \pm 1 \text{ пластина} .$$

Выполним обмотку неперекрещивающейся, принимая $y_k = 1$. Для обмотки с полным шагом первый шаг будет равен

$$y_{d_1} = Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{28}{4} = 7 \text{ пазов} .$$

Так как у однослойной обмотки число пластин равно половине числа пазов, то

$$y_k = \frac{y_{d_1} + y_{d_2}}{2} \text{ пластин} ,$$

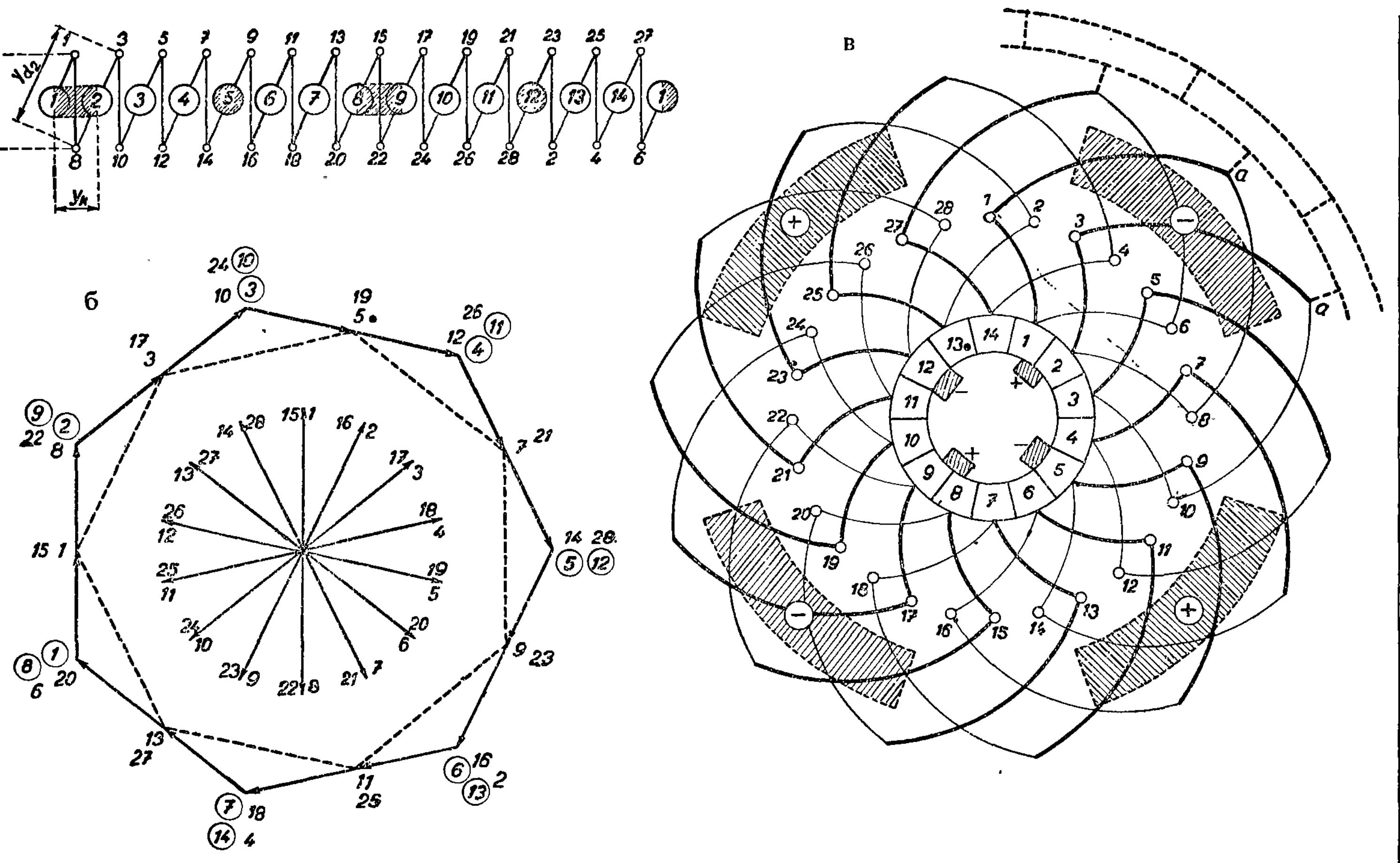


Рис. 5-1. Параллельная однослойная петлевая обмотка с полным шагом; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 28$, $N_1 = 28$, $N_c = K = 14$, $y_k = 1$, $Q = 7$, $y_{d_1} = 7$, $y_1 = 7$, $y_2 = -5$, $P = 14$, $\alpha = \alpha'$, а) вспомогательная схема, б) потенциальная диаграмма, в) схема обмотки.

из чего следует второй шаг

$$y_{d_2} = 2y_k - y_{d_1} = 2 - 7 = -5 \text{ пазов}.$$

Вычертим вспомогательную схему обмотки (рис. 5-1а), с помощью которой построим потенциальную диаграмму и схему обмотки. В верхнем ряду вспомогательной схемы находятся нечетные номера передних сторон секций, в нижнем ряду – четные номера задних сторон, средний же ряд номеров в кружках определяет отдельные пластины. Если исходить из пластины *1*, к которой присоединена передняя сторона первой секции *1*, то номер соответствующей задней стороны секции можно определить путем прибавления первого частичного шага $y_{d_1} = 7$. Мы получим таким образом сторону секции *8*. От последней мы переходим к передней стороне второй секции шагом $y_{d_2} = -5$ через другую пластину *2*, порядковый номер которой следует из соотношения:

$$1 + y_k = 1 + 1 = 2.$$

Номер передней стороны второй секции будет опять нечетным числом: $8 - 5 = 3$. Если поступать таким же образом и дальше, то можно пройти через все секции и пластины и вернуться снова к пластине *1*. Номера сторон верхнего и нижнего ряда увеличиваются на результирующий шаг

$$y = y_{d_1} + y_{d_2} = 2y_k,$$

а номера пластин на коллекторный шаг $y_k = 1$. Для нормальной обмотки, у которой число секций N_c равняется числу пластин K, можно легко определить правильность нумерации сторон секций, если нам известен номер пластины, подсоединенной к передней стороне секции. Если n – номер пластины, то $(2n - 1)$ – номер передней стороны секции и $(2n + 1) + y_{d_1}$ – номер соответствующей задней стороны секции.

При построении схемы обмотки (рис. 5-1в) нумеруем последовательно активные стороны по окружности якоря и соединяем их по вспомогательной схеме обмотки. Исходим из пластины *1*, к которой подсоединяем активную сторону *1*. Последнюю соединяем задним лобовым соединением со стороной *8*, которую в свою очередь подсоединяем к пластине *2* у передней стороны *3* последующей секции. Таким образом вычерчиваем всю схему.

Далее построим звезду векторов и многоугольник напряжений. Для этого следует знать число лучей звезды векторов:

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{28}{2} = 14.$$

Так как N_d и p имеют общий делитель, то векторы пазов, находящихся в равном положении в магнитном поле, всегда совпадают. Поэтому все векторы нуме-

руются дважды. Угол между соседними лучами равен

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{14}$$

и угол между двумя соседними пазами

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{28} 2 = \frac{360^\circ}{14} = \alpha' .$$

На основании полученных данных вычертим звезду векторов (рис. 5-1б), показывающую направления электродвижущих сил отдельных сторон секций. Напряжение любой секции дается геометрической суммой соответствующих сторон секций. При этом необходимо учитывать то, что конец передней стороны секции соединяется с концом задней стороны секции (рис. 5-2) при помощи заднего лобового соединения, вследствие чего вектор задней стороны поворачивается на 180°. Поэтому векторы электродвижущих сил задних сторон следует откладывать в направлении, противоположном направлениям, соответствующим звезде векторов. Многоугольник напряжений обмотки получается в результате сложения векторов всех сторон секций в порядке их взаимного соединения. При этом мы пользуемся вспомогательной схемой обмотки. Вычертим вектор электродвижущей силы стороны *1* и прибавим к нему обратно направленный вектор стороны *8*. Далее к этой сумме прибавим вектор стороны *3* и обратно направленный вектор стороны *10*.

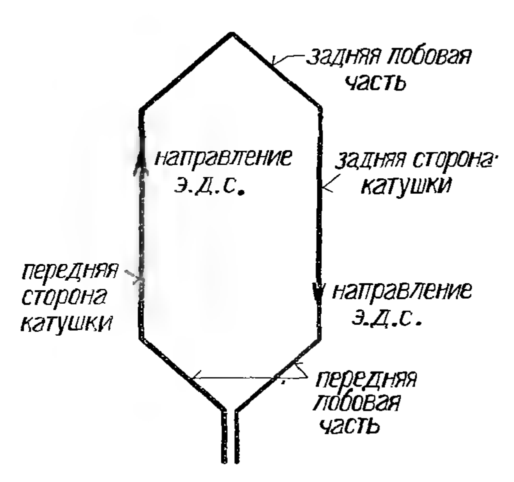


Рис. 5-2. Соединение активных сторон в секцию.

Таким образом можно пройти по вспомогательной схеме всю обмотку и получить многоугольник напряжений всей обмотки. В нашем случае получим дважды описанный семиугольник, отдельные стороны которого показывают секционные напряжения.

Потенциальный многоугольник показывает также положения отдельных коллекторных пластин. Пластина *1* соединена с передней стороной секции *1*, и поэтому в потенциальном многоугольнике должна лежать в начале вектора *1*. Аналогично и пластина *2* подсоединена к концу задней стороны *8* и к началу стороны *3*. Поэтому в потенциальном многоугольнике пластина *2* будет лежать в точке соприкосновения векторов *8* и *3*. Итак, очевидно, что вершины потенци-

альной диаграммы определяют положения пластин, но так как каждая вершина обозначена двумя номерами, то на коллекторе имеются всегда две пары пластин с одинаковым потенциалом. Потенциалы таких пластин теоретически не отличаются друг от друга и их можно соединить так наз. уравнительными (эквипотенциальными) соединениями. Такие соединения необходимо иметь у всех параллельных обмоток. Их цель заключается в предотвращении протекания уравнительных токов через щетки при неполной симметрии обмотки или магнитной цепи (напр., сопротивление отдельных параллельных ветвей не одинаково, или воздушный зазор не является строго постоянным и т. п.). Расстояние между эквипотенциальными пластинами по коллектору, выраженное числом пластин, называется потенциальным шагом. В нашем случае этот шаг равен

$$y_{\text{п}} = \frac{K}{p} = \frac{14}{2} = 7 \text{ пластинам}.$$

Как видно из нумерации пластин в потенциальной диаграмме, разность номеров у одной вершины соответствует потенциальному шагу $y_p = 7$.

Напряжение между двумя соседними пластинами можно определить из потенциального многоугольника или расчетным путем. Пусть E – внутренняя электродвижущая сила машины. Тогда напряжение, индуктированное в одной секции, будет равно

$$e_c = E : \frac{N_c}{2a} = \frac{2aE}{K} \quad [\text{в}]; \quad (N_c = K).$$

Напряжение e_l между двумя смежными пластинами будет аналогично

$$e_l = E : \frac{K}{2p} = \frac{2pE}{K} \quad [\text{в}],$$

или

$$e_l = \frac{p}{a} e_c .$$

В нашем случае будет

$$e_l = \frac{2}{2} e_c = e_c ,$$

т. е. напряжение между двумя соседними пластинами равняется напряжению одной секции. Так обстоит дело у параллельной обмотки. Из потенциальной диаграммы можно определить, что, например, напряжение между пластинами *1* и *2* равно напряжению, соответствующему секции со сторонами *1* и *8*.

Обозначим также положение комплектов щеток на коллекторе. Расстояние между щетками соответствует полюсному делению на коллекторе, выраженному числом пластин

$$\tau_k = \frac{K}{2p} = \frac{14}{4} = 3{,}5 \text{ пластины}.$$

В то время, когда одна из щеток соприкасается с пластинами *1* а *2*, вторая щетка находится на пластине 1,5 + 3,5 = 5; третья щетка будет на пластине 5 + 3,5 = 8,5, т. е. на пластинах *8* и *9* и т. д. Во вспомогательной схеме обмотки положение щеток обозначено штриховкой пластин, соприкасающихся с щетками. Из схемы видно распределение секций по отдельным параллельным ветвям.

В случае обмотки с одним витком в секции (рис. 5-1в), средние точки секции, т. е. точки, имеющие равную разность потенциалов по отношению к начальной и конечной пластине секции, лежат в местах перегиба задних лобовых частей секций, точках *a*. Представим себе, что коллектор перенесен на заднюю сторону якоря, и его пластины соединены со средними точками секций *a*, как показано на рис. 5-1в. Тогда по отношению к этому заднему коллектору мы получаем перекрещивающуюся обмотку, с укороченным шагом $y_{d_1} = 5$. Новые секции образуются сторонами 1 — 6, 3 — 8 и т. д. Многоугольник напряжений для этой обмотки вписан в первоначальный потенциальный многоугольник, как показано штриховкой на рис. 5-1б. Такое изменение обмотки не имеет никаких преимуществ, так как напряжение между комплектами щеток меньше и, кроме того, меди требуется больше, чем у эквивалентной неперекрещивающейся обмотки.

Перейдем к двухслойным обмоткам, у которых в каждый паз укладывается не меньше двух сторон секций, а именно, в верхнем слое — передние стороны, и в нижнем слое — задние стороны. Рассмотрим параллельную петлевую двухслойную обнотку с полным шагом.

Число полюсов $2p = 4$, число параллельных ветвей $2a = 4$, число пазов $N_d = 16$, число активных сторон в пазу $2u = 2$, число секций, равное числу пластин,

$$N_c = K = uN_d = 16$$

и число активных сторон $N_1 = 32$ (рис. 5-3).

Для неперекрещивающейся обмотки коллекторный шаг равен

$$y_k = \frac{a}{p} = \frac{2}{2} = 1 \text{ пластине}.$$

Первый шаг по пазам равняется полюсному делению, так как здесь имеем дело с обмоткой с полным шагом

$$y_{d_1} = Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{16}{4} = 4 \text{ паза},$$

так что первый секционный шаг будет равен

$$y_1 = uy_{d_1} = 4 \quad \text{секции}$$

и второй секционный шаг по уравнению (3-1)

$$y_2 = y_k - y_1 = 1 - 4 = -3 \quad \text{секции}.$$

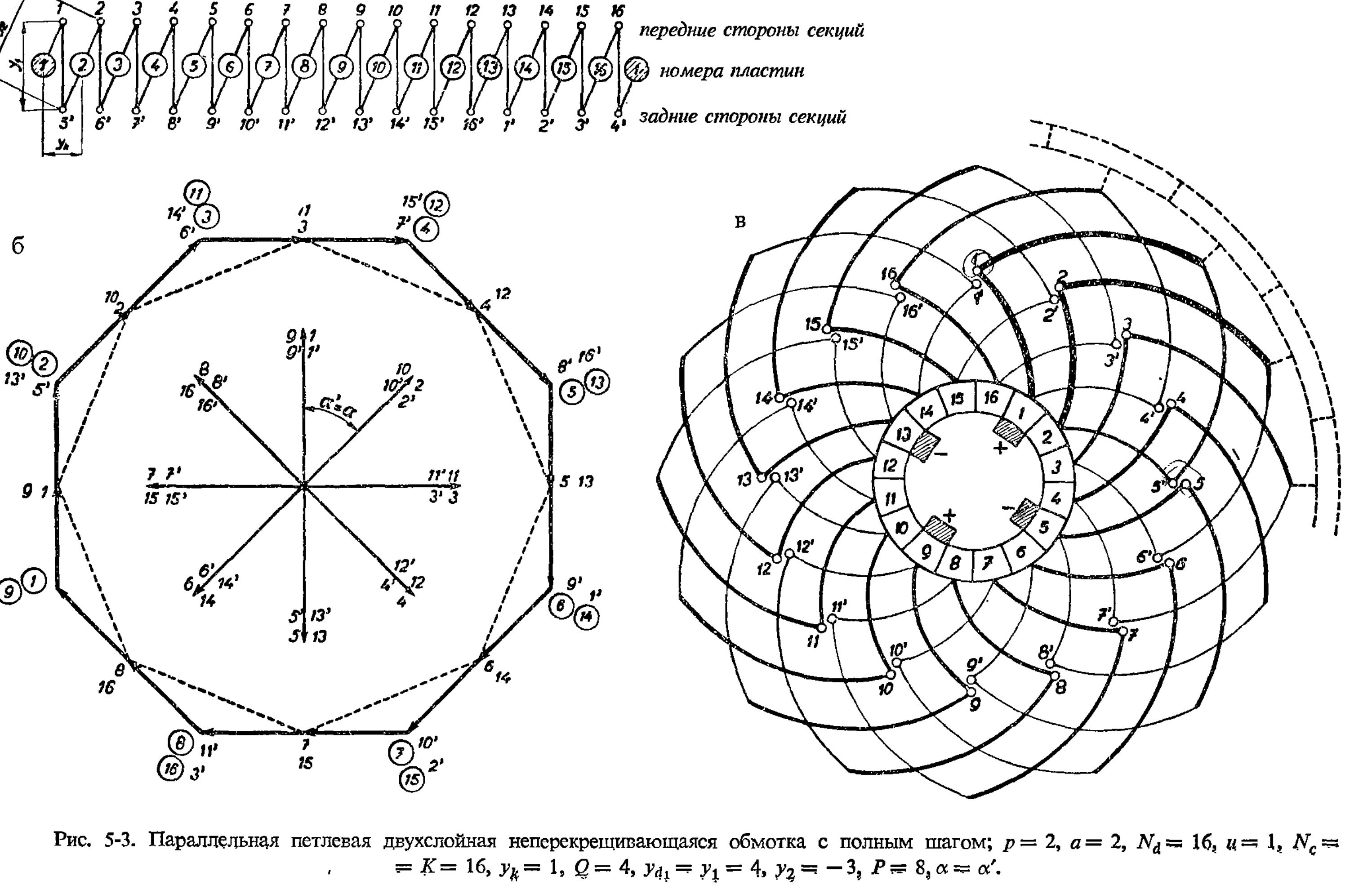


Рис. 5-3. Параллельная петлевая двухслойная неперекрещивающаяся обмотка с полным шагом; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 16$, $u = 1$, $N_c = K = 16$, $y_k = 1$, $Q = 4$, $y_{d1} = y_1 = 4$, $y_2 = -3$, $P = 8$, $\alpha = \alpha'$.

Второй шаг по пазам равен согласно (3-8)

$$y_{d_2} = \frac{y_2}{u} = \frac{3}{1} = 3 \text{ паза}.$$

Построим вспомогательную схему (рис. 5-3а). К пластине *1* подсоединена сторона *1*, с которой соединена задняя сторона секции *5*. Этот порядковый номер получается в результате прибавления частичного шага $y_1 = 4$ к порядковому номеру *1* передней стороны секции. Перемещаясь дальше на частичный шаг $y_2 = -3$, приходим к началу передней стороны *2* следующей секции, подсоединенной к пластине *2*. Поступая дальше таким же образом, соединяем все стороны секций в обмотку. При этом нумерация пластин обходит коллектор с шагом $y_k = 1$. Как видно, схема двухслойной параллельной петлевой обмотки очень проста. При построении схемы обмотки (рис. 5-3в) поступаем так, что активные стороны верхнего слоя обозначим порядковыми номерами без индекса, а нижние – порядковыми номерами со штрихом. Включение отдельных сторон секций и коллекторных пластин осуществляется по вспомогательной схеме на рис. 5-3а.

Для построения звезды векторов и многоугольника напряжений определим число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{16}{2} = 8$$

и угол между двумя соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{8}.$$

Угол между пазами будет

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{16} 2 = \frac{360^\circ}{8} = \alpha'.$$

При построении многоугольника напряжений исходим снова из вспомогательной схемы обмотки. Потенциальная диаграмма представляет правильный восьмиугольник, вершины которого соответствуют двум эквипотенциальным пластинам (рис. 5-3б). Потенциальный шаг равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{16}{2} = 8 \text{ пластинам},$$

что соответствует положению пластин в многоугольнике напряжения. Если включить коллектор в обмотку с задней стороны, то соответствующий многоугольник напряжений будет вписан в первоначальный восьмиугольник (обозначено штриховкой).

Выполняя обмотку перекрещивающейся, получим (рис. 5-4): Коллекторный шаг

$$y_k = -\frac{a}{p} = -1 \text{ пластина}$$

и первый полный шаг по пазам

$$y_{d_1} = Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{16}{4} = 4 \text{ паза}.$$

Первый частичный секционный шаг равен

$$y_1 = uy_{d_1} = 4 \text{ секциям}$$

и второй частичный секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = -1 - 4 = -5 \text{ секциям}.$$

Соответствующий шаг по пазам

$$y_{d_2} = \frac{y_2}{u} = \frac{-5}{1} = -5 \text{ пазов}.$$

При построении вспомогательной схемы обмотки (рис. 5-4а) исходим опять от пластины *1*, к которой подсоединена передняя сторона первой секции *1*. Прибавляя секционный шаг $y_1 = 4$, получим порядковый номер задней стороны первой секции *5'*. Совершая очередной шаг $y_2 = -5$, приходим к передней стороне следующей секции, порядковый номер которой будет $5 - 5 = 0$, т. е. 16, так как в обмотке 16 секций. Проходя дальше и прибавляя опять же шаг $y_1 = 4$, найдем порядковый номер задней стороны $16 + 4 = 20$. Так как в якоре только 16 секций, то этот номер равен $20 - 16 = 4'$. Рассматривая обмотку более детально, найдем, что у перекрещивающейся обмотки номера передних и задних сторон уменьшаются, так как результирующий шаг равен

$$y = y_1 + y_2 = 4 - 5 = -1.$$

Вместе с тем уменьшаются и номера пластин на шаг $y_k = -1$. Так как число секций равняется числу пластин, то номера передних сторон секций совпадают с номерами пластин, к которым они подсоединены. Звезда векторов будет та же, что и в случае неперекрещивающейся обмотки, с той лишь разницей, что в многоугольнике напряжения последовательность отдельных сторон и пластин будет обратной (рис. 5-4б). Для наглядности достаточно обозначить в звезде векторов только передние стороны секций номерами без индекса. Потенциальный шаг равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{16}{2} = 8 \text{ пластинам}.$$

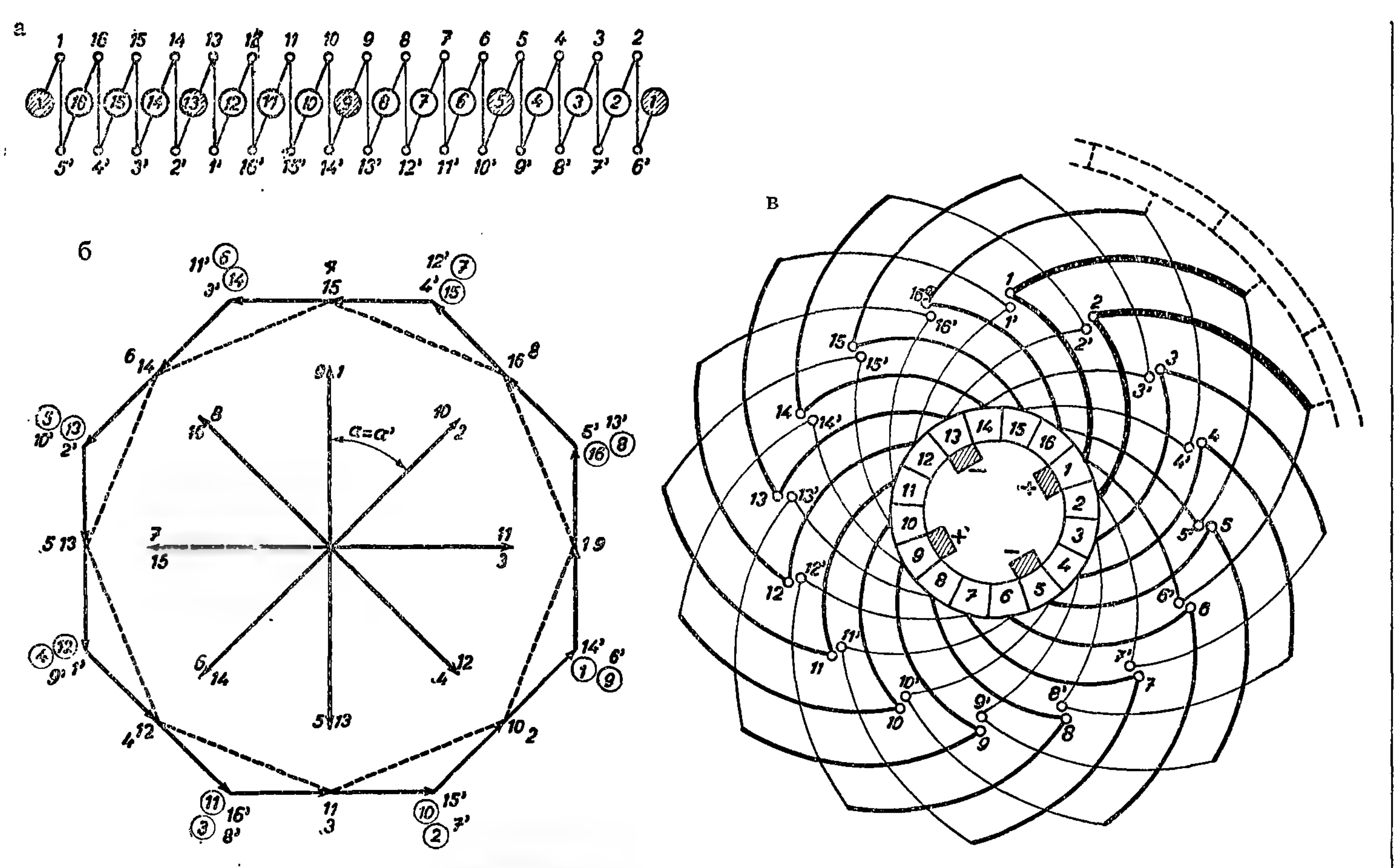


Рис. 5-4. Параллельная двухслойная петлевая перекрещивающаяся обмотка с полным шагом; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 16$, $u = 1$, $N_c = K = 16$, $y_k = -1$, $Q = 4$, $y_{d1} = y_1 = 4$, $y_2 = -5$, $P = 8$, $\alpha = \alpha'$.

Расстояние между щетками на коллекторе равно

$$\tau_k = \frac{K}{2p} = \frac{16}{4} = 4 \text{ пластинам}.$$

Во вспомогательной схеме положение щеток обозначено через заштрихованные кружки с номерами пластин для момента времени, когда одна из щеток находится на пластине *1*. В схеме обмотки (рис. 5-4в) щетки представлены в виде заштрихованных прямоугольников.

В случае коллектора, размещенного с задней стороны машины, получим неперекрещивающуюся обмотку с удлиненным шагом, многоугольник напряжений которой также вписан в первоначальный многоугольник, как обозначено штриховкой на рис. 5-4б.

В качестве дальнейшего примера параллельной петлевой обмотки с укороченным шагом приведем обмотку (рис. 5-5), характеризуемую следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 2, \quad N_d = 18, \quad u = 1, \quad N_c = K = 18, \quad N_1 = 36.$$

Для неперекрещивающейся обмотки будет коллекторный шаг

$$y_k = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}$$

и полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{18}{4} = 4{,}5 \text{ паза}.$$

Первый шаг по пазам равен

$$y_{d_1} = 4 \text{ пазам}$$

с укорочением на половину паза.

Первый секционный шаг будет

$$y_1 = u y_{d_1} = 4 \text{ секции},$$

второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 1 - 4 = -3 \text{ секции}.$$

Построим известным способом вспомогательную схему (рис. 5-5а) и звезду векторов (рис. 5-5б) и найдем число лучей звезды

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{18}{2} = 9 \text{ лучей}$$

и угол между двумя соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{9}.$$

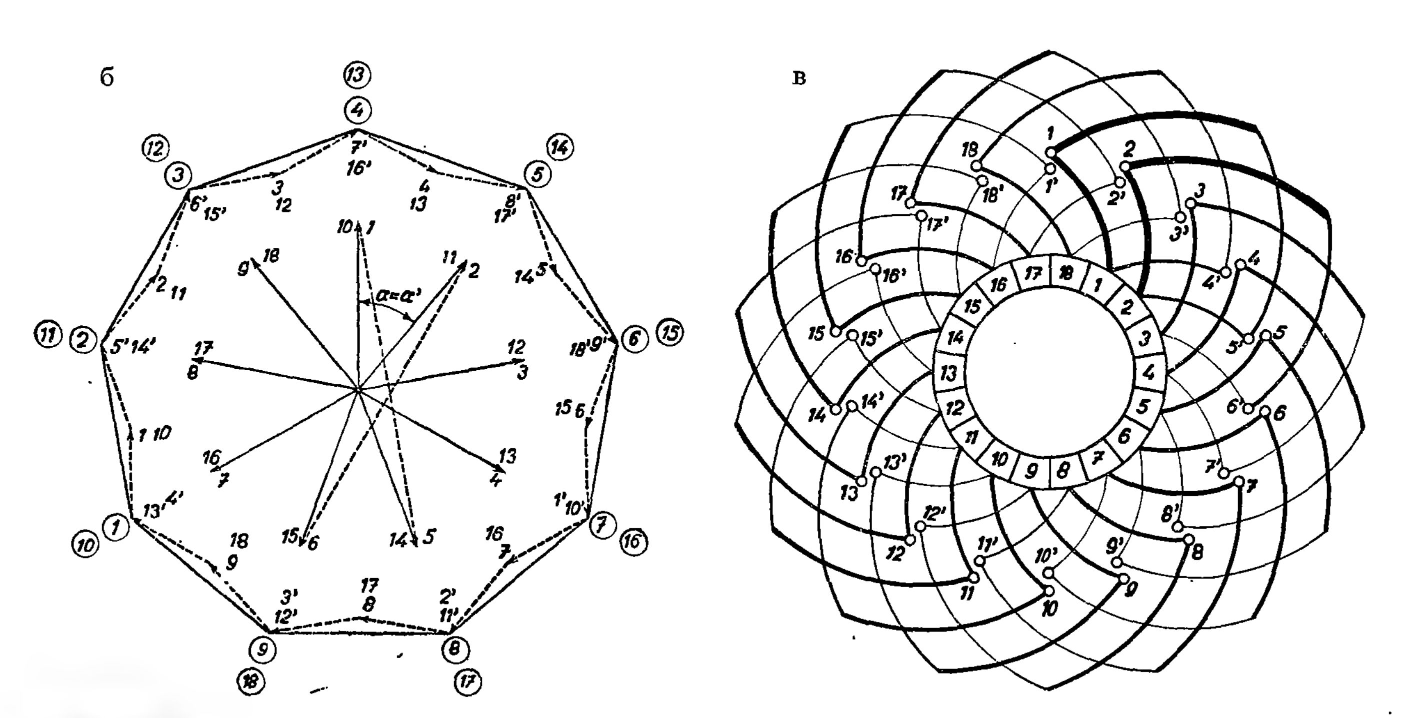


Рис. 5-5. Параллельная двухслойная петлевая обмотка с укороченным шагом; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 18$, $u = 1$, $N_c = K = 18$, $y_k = 1$, $Q = 4{,}5$, $y_{d_1} = y_1 = 4$, $y_2 = -3$, $P = 9$, $\alpha = \alpha'$.

Пазовый шаг в звезде векторов соответствует

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{18} 2 = \frac{360°}{9} = \alpha' .$$

Многоугольник напряжений получается и здесь путем сложения векторов электродвижущих сил сторон секций согласно вспомогательной схеме. Так как шаг укорочен, то векторы э. д. с. передней и задней сторон секций будут складываться не алгебраически, а геометрически, так как они сдвинуты по фазе на угол, соответствующий укорочению шага. Многоугольником напряжений является девятиугольник, который можно построить и путем непосредственного определения векторов напряжения отдельных секций по звезде векторов и их геометрического сложения при помощи вспомогательной схемы. Так например, напряжение первой секции дается как геометрическая сумма векторов напряжений сторон *1* и *5'*, так что суммарный вектор определяет амплитуду и фазу напряжения секции (рис. 5-5б).

В том случае, если необходимо иметь потенциальный многоугольник средних точек катушек (напр., для подсоединения к кольцам и уравнительным соединениям и т. п.), то приходится дополнить многоугольник напряжений векторами напряжений соответствующих активных сторон. Потенциальный шаг в такой обмотке равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{18}{2} = 9 \text{ пластинам}$$

и напряжение между двумя соседними пластинами равняется напряжению одной секции, как видно из потенциального многоугольника. Схема обмотки показана на рис. 5-5в.

Рассмотрим тот же пример петлевой обмотки, но с удлиненным шагом:

$$p = 2, \quad a = 2, \quad N_d = 18, \quad u = 1, \quad N_c = K = 18\,, \quad N_1 = 36\,.$$

Обмотка пусть будет неперекрещивающейся с коллекторным шагом

$$y_k = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}\,.$$

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{18}{4} = 4{,}5 \text{ пазам}$$

и первый шаг по пазам

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазам}\,,$$

т. е. он удлинен на одну половину пазового деления.

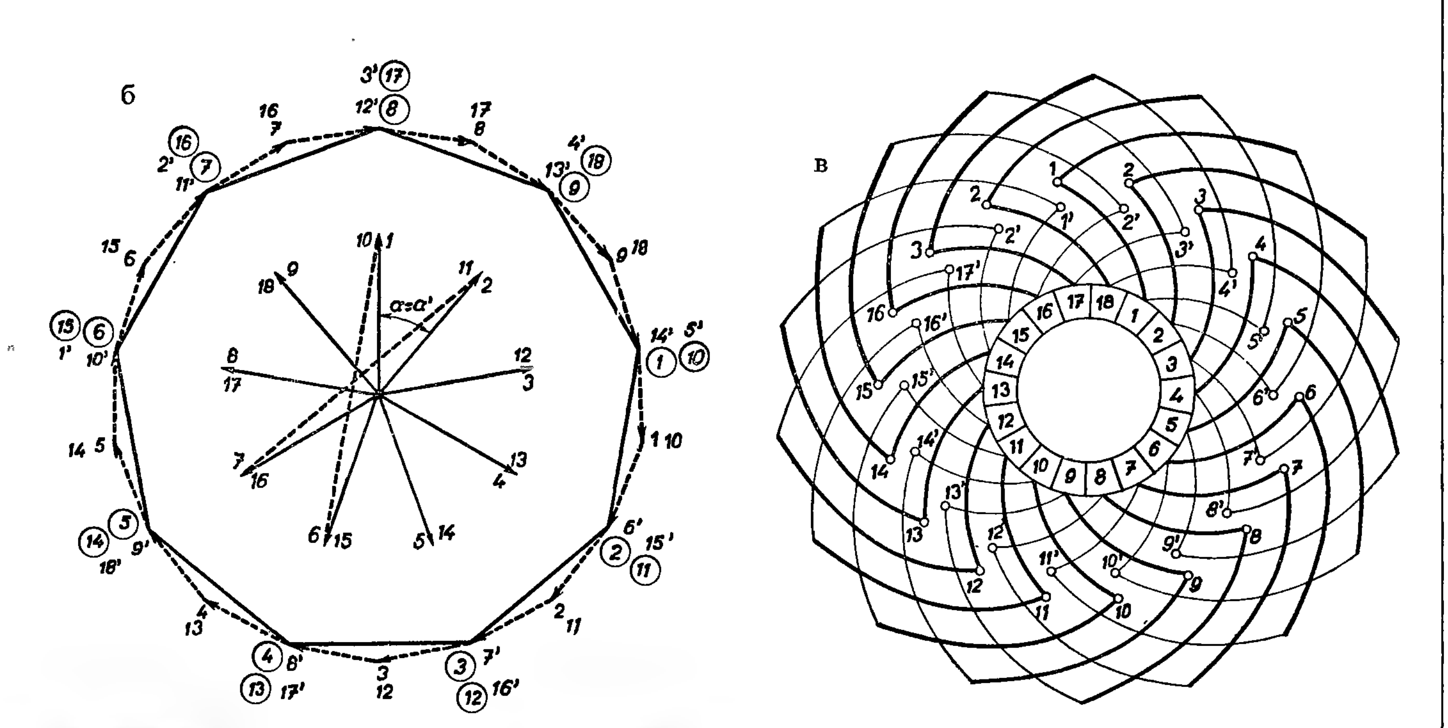


Рис. 5-6. Параллельная двухслойная петлевая обмотка с удлиненным шагом; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 18$, $u = 1$, $N_c = K = 18$, $y_k = 1$, $Q = 4, 5$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = -4$, $P = 9$, $\alpha = \alpha'$.

Этому соответствует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 1 - 5 = -4 \text{ секции}.$$

Таким образом получены все данные для конструирования данной обмотки (рис. 5-6). Для построения потенциального многоугольника определим число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{18}{2} = 9$$

и угол между двумя соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{9}.$$

Пазовый шаг равен

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{18} 2 = \frac{360^\circ}{9} = \tilde{\alpha}'.$$

Многоугольник напряжений сторон секций является восемнадцатиугольником, обозначенным на рис. 5-6б штриховой линией. Потенциальная диаграмма секционных напряжений соответствует девятиугольнику, вписанному в первый. На рис. 5-6 он обозначен сплошной линией. Эту диаграмму можно, очевидно, построить непосредственно из звезды векторов, характеризующей секционные напряжения.

б) МНОГОКРАТНЫЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ПЕТЛЕВЫЕ ОБМОТКИ

Обратим теперь внимание на многократные множественные параллельные обмотки и рассмотрим петлевую двойственную множественную параллельную обмотку (рис. 5-7), характеризуемую следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad N_d = 24, \quad u = 1, \quad N_c = K = 24.$$

Для неперекрещивающейся обмотки коллекторный шаг двойственной параллельной обмотки будет

$$y_k = \frac{a}{p} = \frac{4}{2} = 2 \text{ пластины}.$$

а

б

в

Рис. 5-7. Двойственная множественная параллельная петлевая обмотка (двукратно замкнутая); $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 24$, $u = 1$, $N_c = K = 24$, $y_k = 2$, $Q = 6$, $y_{d_1} = y_1 = 6$, $y_2 = -4$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$.

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{24}{4} = 6 \text{ пазам}.$$

Будем проектировать обмотку с полным шагом, так что первый шаг

$$y_{d_1} = Q = 6 \text{ пазов}$$

и первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 6 \text{ секций}.$$

В таком случае второй секционный шаг получим из соотношения

$$y_2 = y_k - y_1 = 2 - 6 = -4 \text{ секции}.$$

Так как наибольший общий делитель числа пластин и коллекторного шага равен 2, то вся обмотка распадается на два замкнутых контура. Это сказывается также во вспомогательной схеме обмотки, которая делится на две части (рис. 5-7а). Первый контур содержит нечетные, второй контур четные пластины. Звезда векторов имеет

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{24}{2} = 12 \text{ лучей},$$

угол между соседними лучами составляет

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{12}.$$

Пазовый шаг в звезде векторов равен

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{12} = \alpha'.$$

Для каждого контура обмотки получается замкнутый многоугольник напряжений, являющийся правильным шестиугольником (рис. 5-7б), с двумя парами параллельных ветвей. Оба многоугольника сдвинуты друг относительно друга на угол α. Потенциальный шаг равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{24}{2} = 12 \text{ пластин}.$$

Поэтому эквипотенциальные точки в многоугольнике напряжений принадлежат только одному и тому же контуру. Диаграммы различных контуров не имеют общих эквипотенциальных точек и соединять их друг с другом нельзя. Таким образом выполненная обмотка не имеет практического значения. Схема обмотки приведена на рис. 5-7в, где показано и положение щеток.

Если коллекторный шаг и число пластин не имеют общего делителя, то обмотка однократно замкнута, как видно из следующего примера (рис. 5-8), для которого имеются следующие данные:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad N_d = 17, \quad u = 1, \quad N_c = K = 17.$$

Для неперекрещивающейся обмотки будет коллекторный шаг

$$y_k = \frac{a}{p} = \frac{4}{2} = 2 \text{ пластины}.$$

Полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{17}{4} = 4{,}25 \text{ паза},$$

первый шаг

$$y_{d_1} = 4 \text{ паза},$$

так что шаг укорочен на одну четвертую паза. Первый секционный шаг соответствует первому шагу по пазам

$$y_1 = u y_{d_1} = 4 \text{ секции}$$

и второй секционный шаг следует из соотношения

$$y_2 = y_k - y_1 = 2 - 4 = -2 \text{ секции}.$$

Так как коллекторный шаг и число пластин не имеют общего делителя, то обмотка получается однократно замкнутой, как это видно и из вспомогательной схемы обмотки (рис. 5-8а).

Число лучей звезды векторов равно

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{17}{1} = 17.$$

Угол между смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{17}$$

и пазовый шаг в звезде векторов

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{17} 2$$

или

$$\alpha = 2\alpha'.$$

Отсюда вытекает, что векторы электродвижущих сил, соответствующие соседним пазам не будут находиться в звезде векторов рядом друг с другом,

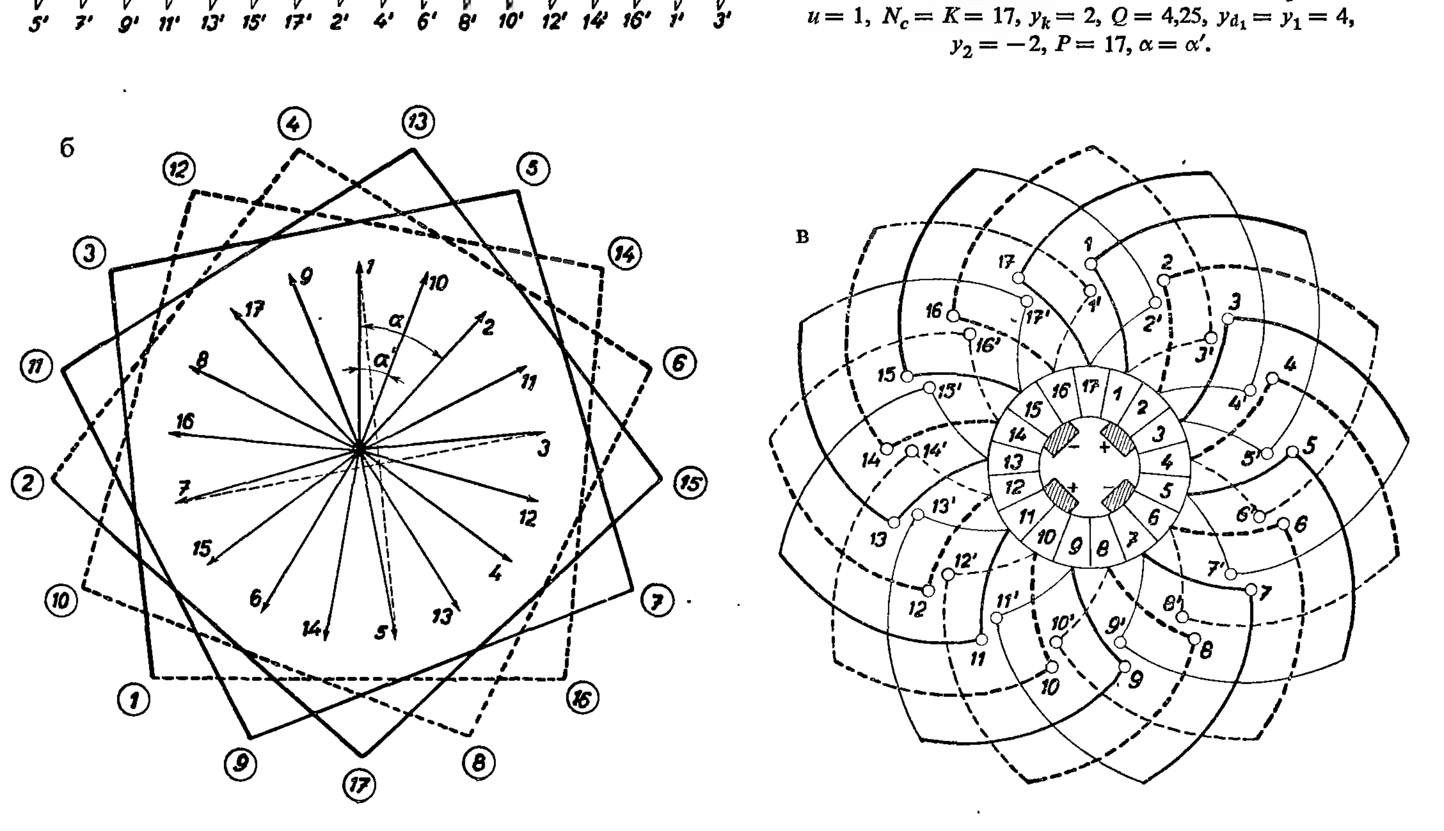


Рис. 5-8. Двойственная множественная петлевая обмотка (однократно замкнутая); $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 17$, $u = 1$, $N_c = K = 17$, $y_k = 2$, $Q = 4{,}25$, $y_{d_1} = y_1 = 4$, $y_2 = -2$, $P = 17$, $\alpha = \alpha'$.

а будут чередоваться с лучами противоположного паза. При нумерации лучей необходимо учитывать это обстоятельство. Многоугольник напряжений образует однократно замкнутый многоугольник.

Так как потенциальный шаг

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{17}{2} \text{ пластины}$$

не выражается целым числом, то на коллекторе нет эквипотенциальных пластин. Схема обмотки показана на рис. 5-8в.

6. ВОЛНОВЫЕ ОБМОТКИ

а) СИММЕТРИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Последовательные обмотки можно выполнять только в виде волновых обмоток, число пар параллельных ветвей которых $a = 1$.

Рассмотрим пример согласно рис. 6-1, где

$$p = 2, \quad a = 1, \quad N_d = 21, \quad u = 1, \quad N_c = K = 21 .$$

В случае неперекрещивающейся обмотки коллекторный шаг будет

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{21 - 1}{2} = 10 \text{ пластин}$$

и полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{21}{4} = 5{,}25 \text{ паза} .$$

Обмотка проектируется с шагом, укороченным на одну четверть паза:

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазов} ,$$

чему соответствует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 10 - 5 = 5 \text{ секций} .$$

Вспомогательная схема (рис. 6-1а) строится так же, как и в случае петлевой обмотки. В случае волновой обмотки исходим из n-ной пластины и совершаем p шагов по коллектору, после чего возвращаемся у неперекрещивающейся

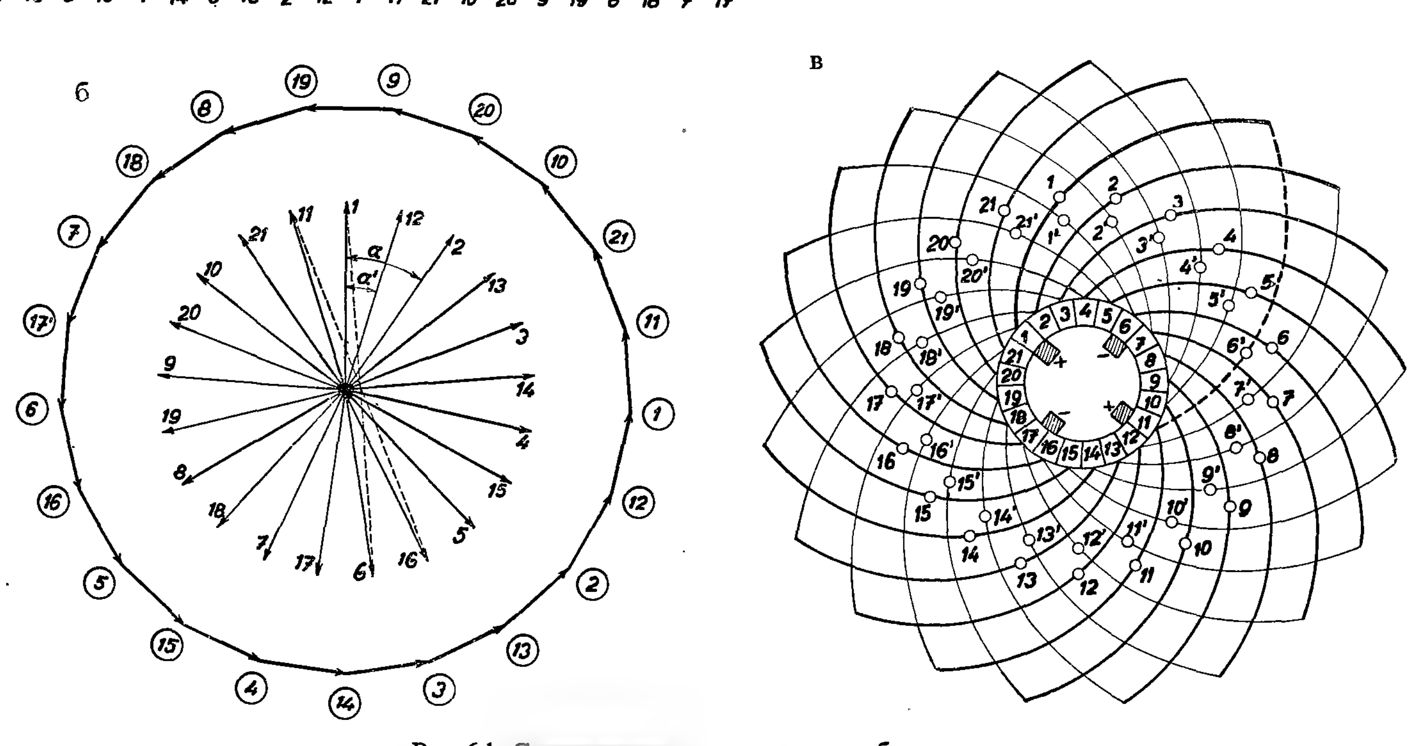


Рис. 6-1. Симметричная последовательная обмотка;
$p = 2$, $a = 1$, $N_d = 21$, $u = 1$, $N_c = K = 21$, $y_k = 10$, $Q = 5{,}25$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = 5$, $P = 21$, $\alpha = 2\alpha'$.

обмотки к $(n - a)$-ой и у перекрещивающейся обмотки к $(n + a)$-ой пластине. После обхода коллектора между начальной и конечной пластиной мы осуществим после p коллекторных шагов результирующий шаг a пластин. Так например, исходя из пластины *11*, мы приходим после двух шагов к пластине $(11\text{-}a) = 10$. Соответствующая звезда векторов состоит из

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{21}{1} = 21 \text{ луча} .$$

Угол между соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{21}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{21} 2 = 2\alpha' .$$

Многоугольник секционных напряжений является 21-угольником (рис. 6-1б) и напряжение между двумя соседними пластинами соответствует напряжению двух секций.

Расстояние между комплектами щеток на коллекторе равно

$$\tau_k = \frac{K}{2p} = \frac{21}{4} = 5{,}25 \text{ пластины} .$$

На схеме обмотки (рис. 6-1в) и на вспомогательной схеме (рис. 6-1а) положение щеток соответствует моменту времени, когда одна из щеток лежит на пластине *1*. Из схемы обмотки следует, что у машин с последовательной обмоткой число комплектов щеток может быть меньше числа полюсов. Так напр., у четырехполюсной машины можно иметь лишь два комплекта щеток, у шестиполюсной машины два, четыре или шесть комплектов. Такое уменьшенное число комплектов применяется иногда у тяговых машин, где некоторые комплекты щеток недосягаемы при текущем ремонте, а также и у небольших четырехполюсных машин.

б) НЕСИММЕТРИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

В случае дробного коллекторного шага, определенного по формуле $y_k = (K \pm a)/p$, получается несимметричная последовательная обмотка. В таком случае, для осуществления обмотки необходимо принять определенные меры. Несимметричные обмотки применяются в специальных случаях. Так напр.,

иногда требуется перемотать машину на другое напряжение, или же имеется необмотанный якорь, число пазов и коллекторных пластин которого не отвечают основному условию:

$$y_k = \frac{K \mp a}{p},$$

согласно которому коллекторный шаг должен быть целым числом. В случае дробного коллекторного шага необходимо применять несимметричную обмотку, которую можно выполнить различными способами. Можно применить обмотку с мертвыми секциями, которые останутся невключенными в обмотку. При этом обмотку выполняем с непосредственно ближайшим низшим числом пластин, удовлетворяющим уравнению для коллекторного шага; избыточные же (мертвые) секции, число которых превышает число пластин, оставляем в пазах невключенными. При другом способе решения этой задачи выполняем обмотку в виде искусственно замкнутой обмотки посредством нерегулярного соединения.

Заметим, что подобные несимметричные обмотки можно применять только у машин второстепенного значения. Ни в коем случае нельзя рекомендовать их применение для больших и быстроходных машин, так как они вызывают обычно значительные трудности при коммутации.

Приведем пример необмотанного якоря с двадцатью пазами, для которого требуется спроектировать двухслойную последовательную обмотку, характеризуемую следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 1, \quad N_d = 20, \quad u = 1, \quad N_c = K = 20.$$

α) В качестве первого варианта обмотки выполним ее с мертвой секцией (рис. 6-2). В случае равенства числа пластин K и числа секций N_c коллекторный шаг будет равен

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{20 - 1}{2} = 9{,}5 \text{ пластины},$$

что однако не осуществимо. Чтобы получить шаг y_k, равный целому числу, выберем число пластин $K = 19$ и к ним подсоединим 19 секций. Оставщуюся одну секцию оставим в пазах, не включая ее в обмотку.

В таком случае мы получим:

$K = 19$ пластин, $N'_c = 19$ подсоединенных секций, $N''_c = 1$ мертвая секция. Обмотка выполнима, и коллекторный шаг равен

$$y_k = \frac{19 - 1}{2} = 9 \text{ пластинам}.$$

Предположим, что обмотка имеет полный шаг, т. е.

$$y_{d_1} = Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{20}{4} = 5 \text{ пазов},$$

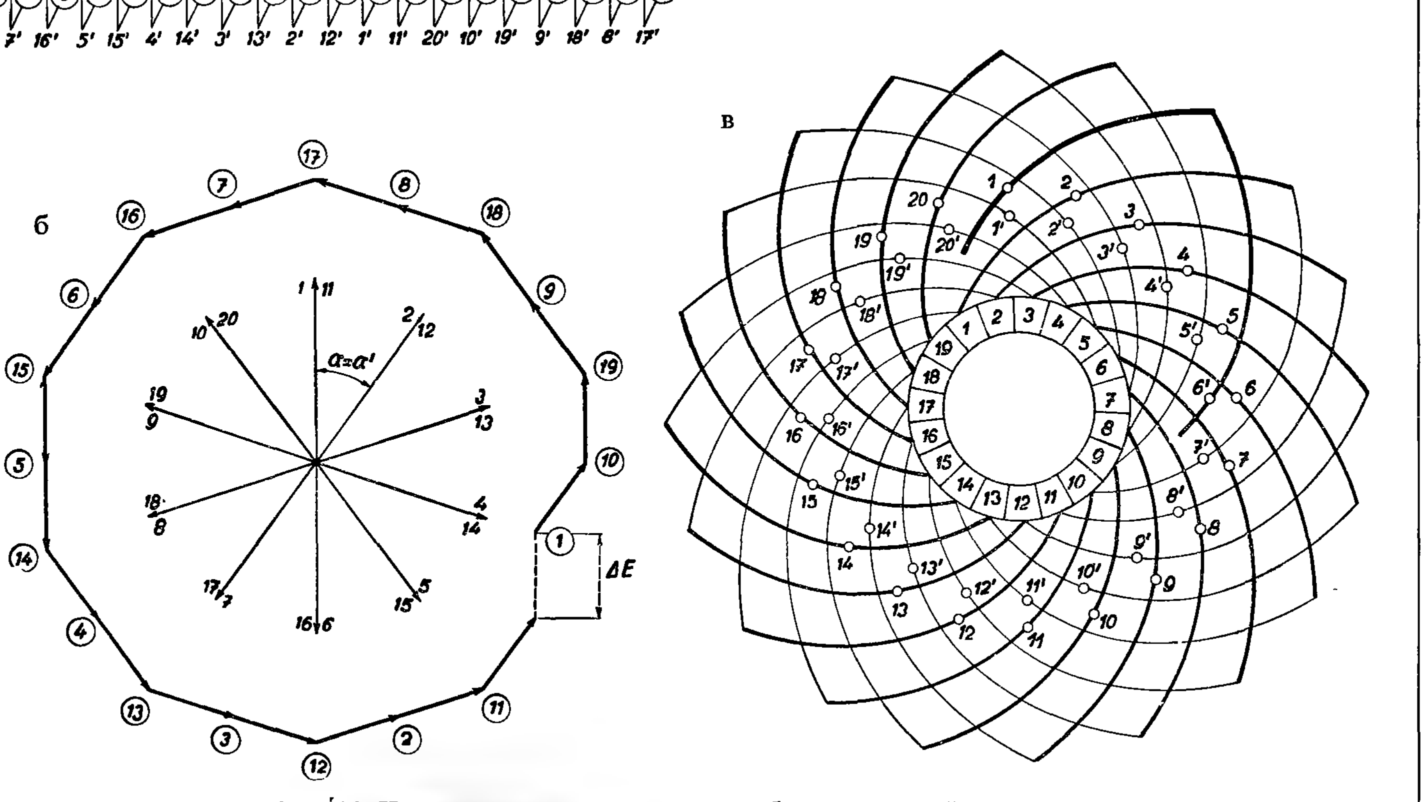


Рис. 6-2. Несимметричная последовательная обмотка с мертвой секцией;
$p = 2$, $a = 1$, $N_d = 20$, $u = 1$, $N_c = 19 + 1$ мертвая, $K = 19$, $y_k = 9$, $Q = 5$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = 4\ (5)$, $P = 10$, $\alpha = \alpha'$.

так что частичные секционные шаги будут

первый: $y_1 = u y_{d1} = 5$ секций,

второй: $y_2 = y_k - y_1 = 9 - 5 = 4$ секции.

В схеме обмотки нумеруем отдельные стороны секций, включая мертвую, порядковыми номерами от *1* до *20* (рис. 6-2в). Пластины нумеруются от *1* до *19*. Во вспомогательную схему обмотки включаем мертвую секцию в начале, ее стороны отмечаем номерами *1* и *6'* (рис. 6-2а). Так как эта секция не соединена с пластиной, то первая пластина подсоединена к второй секции, имеющей стороны *2* и *7'*. Номера пластин будут увеличиваться на шаг $y_k = 9$. У симметричных обмоток n-ная пластина соединена с n-ной стороной. У несимметричной обмотки мы вынуждены соединять пластину *1* со стороной *2*, в результате чего порядковые номера сторон будут смещены на единицу. В общем случае n-ная пластина соединяется с $(n+1)$-ой секцией. Задние стороны секций определяются путем прибавления шага $y_1 = 5$. Оказывается, что для второго шага y_2 мы получим два значения, а именно, ранее найденное $y_2 = 4$, и $y_2' = 5$. В звезде векторов

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{20}{2} = 10 \text{ лучей}.$$

Угол между двумя соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{10}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{20} 2 = \frac{360^\circ}{10} = \alpha'.$$

Потенциальный многоугольник построим путем геометрического сложения электродвижущих сил отдельных секций (рис. 6-2б). При этом получается незамкнутая фигура, что означает неравенство нулю результирующей переменной электродвижущей силы ΔE, соответствующей напряжению одной секции. В результате ее воздействия в обмотке создается уравнительный переменный ток, который нагружает обмотку и во время холостого хода. Величину этого тока мы могли бы определить, зная величину электродвижущей силы ΔE и полное сопротивление обмотки.

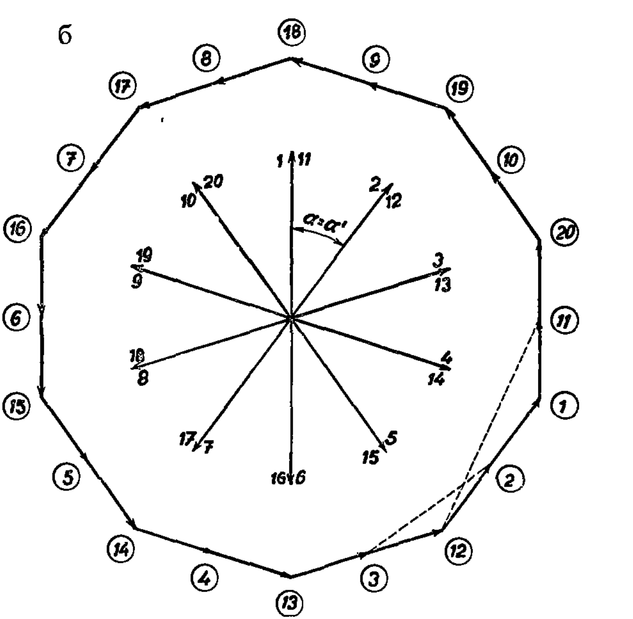
β) Во втором варианте мы применим искусственно замкнутую обмотку (рис. 6-3). В таком случае все секции будут активны.

Обмотка отвечает следующим данным:

$$p = 2, \quad a = 1, \quad N_d = 20, \quad u = 1, \quad N_c = K = 20.$$

Коллекторный шаг следует при этом из формулы

$$y_k = \frac{20 - 1}{2} = 9{,}5 \text{ пластины}.$$



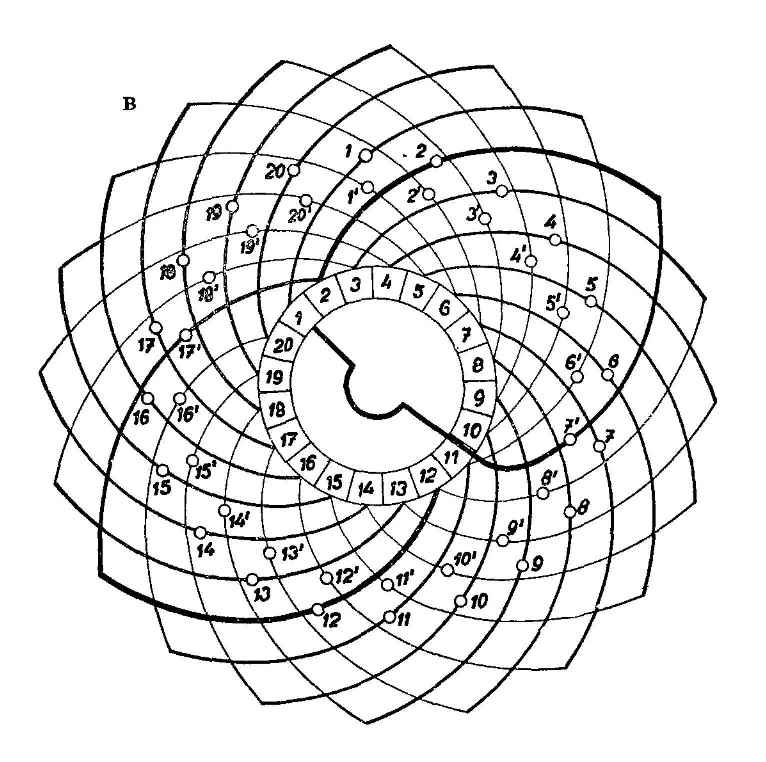


Рис. 6-3. Несимметричная искусственно замкнутая последовательная обмотка;
$p = 2$, $a = 1$, $N_d = 20$, $u = 1$, $N_c = K = 20$, $y_k = 10$, $y'_k = 9$, $Q = 5$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = 5$, $y'_2 = 4$, $P = 10$, $\alpha = \alpha'$,

Так как обмотку с дробным шагом непосредственно применить нельзя, то возьмем два коллекторных шага:

$$y_k = 10\,,\quad y'_k = 9 \text{ пластин}\,.$$

Первый секционный шаг соответствует $y_1 = 5$, для второго же шага получаются два значения:

$$y_2 = y_k - y_1 = 10 - 5 = 5 \text{ секций}\,,$$

$$y'_2 = y'_k - y_1 = 9 - 5 = 4 \text{ секции}\,.$$

Вспомогательная схема показана на рис. 6-3а; для ее построения выписываются сначала номера пластин. Начнем с пластины *1* и прибавим попеременно шаги $y_k = 10$ и $y'_k = 9$. Затем пластину *1* соединим с активной стороной *1*, прибавим первый шаг $y_1 = 5$ и так определим заднюю сторону с номером *6'*. Чтобы найти другие номера передних сторон секций, к предыдущим задним сторонам прибавляются попеременно шаги $y_2 = 5$ и $y'_2 = 4$. При этом к n-ной пластине будет подсоединена n-ная передняя сторона секции. Обмотка замыкается нерегулярным соединением последней задней стороны *7'* с пластиной *1*.

Звезда векторов характеризуется следующими данными: Число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{20}{2} = 10\,.$$

Угол между смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{10}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d}\,p = \frac{360°}{20}\,2 = \frac{360°}{10} = \alpha'\,.$$

Потенциальная диаграмма (рис. 6-3б) получается путем геометрического сложения электродвижущих сил отдельных секций. У построенного таким образом десятиугольника кружками отмечены пластины, лежащие на вершинах и посредине сторон многоугольника. Из положения пластин видно, что напряжения между пластинами одинаковы лишь в части контура, и что они соответствуют напряжению двух секций. Однако, между пластинами *1* и *2* создается половинное напряжение, равное напряжению лишь одной секции, и наоборот, между пластинами *11* и *12* создается напряжение трех секций. Такое распределение напряжения по коллектору для коммутации, конечно, неблагоприятно и между пластинами с повышенным напряжением возникает искрение. Поэтому рекомендуется избегать применения таких обмоток и пользоваться ими только в случаях крайней необходимости.

в) ВОЛНОВЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Волновые обмотки можно выполнять и в виде параллельных обмоток. В качестве примера приведем обмотку (рис. 6-4) со следующими данными:

$$p = 2\,,\quad a = 2\,,\quad N_d = 18\,,\quad u = 1\,,\quad N_c = K = 18\,.$$

Коллекторный шаг для неперекрещивающейся обмотки будет

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{18 - 2}{2} = 8 \text{ пластин}$$

и полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{18}{4} = 4{,}5 \text{ паза}\,.$$

Спроектируем обмотку с укороченным шагом, принимая

$$y_{d_1} = 4 \text{ паза}\,,$$

так что секционные шаги будут

$$y_1 = u y_{d_1} = 4 \text{ секции}$$

и

$$y_2 = y_k - y_1 = 8 - 4 = 4 \text{ секции}\,.$$

Во вспомогательной схеме пронумеруем сначала пластины (рис. 6-4а), исходя от пластины *1*, и будем постепенно прибавлять шаг $y_k = 8$. Так как наибольший общий делитель коллекторного шага $y_k = 8$ и числа пластин $K = 18$ равен двум, то обмотка распадается на два замкнутых контура так же, как и вспомогательная схема. В первом контуре будут находиться только нечетные, во втором контуре четные секции. Номера передних сторон секций совпадают с номерами пластин, которые к ним подсоединены; номера же задних сторон секций можно получить путем прибавления первого шага $y_1 = 4$ к соответствующим передним сторонам. Соответствующая звезда векторов будет иметь

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{18}{2} = 9 \text{ лучей}\,.$$

Угол между двумя соседними лучами равен

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{9}\,,$$

пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{18}\,2 = \frac{360^\circ}{9} = \alpha'\,.$$

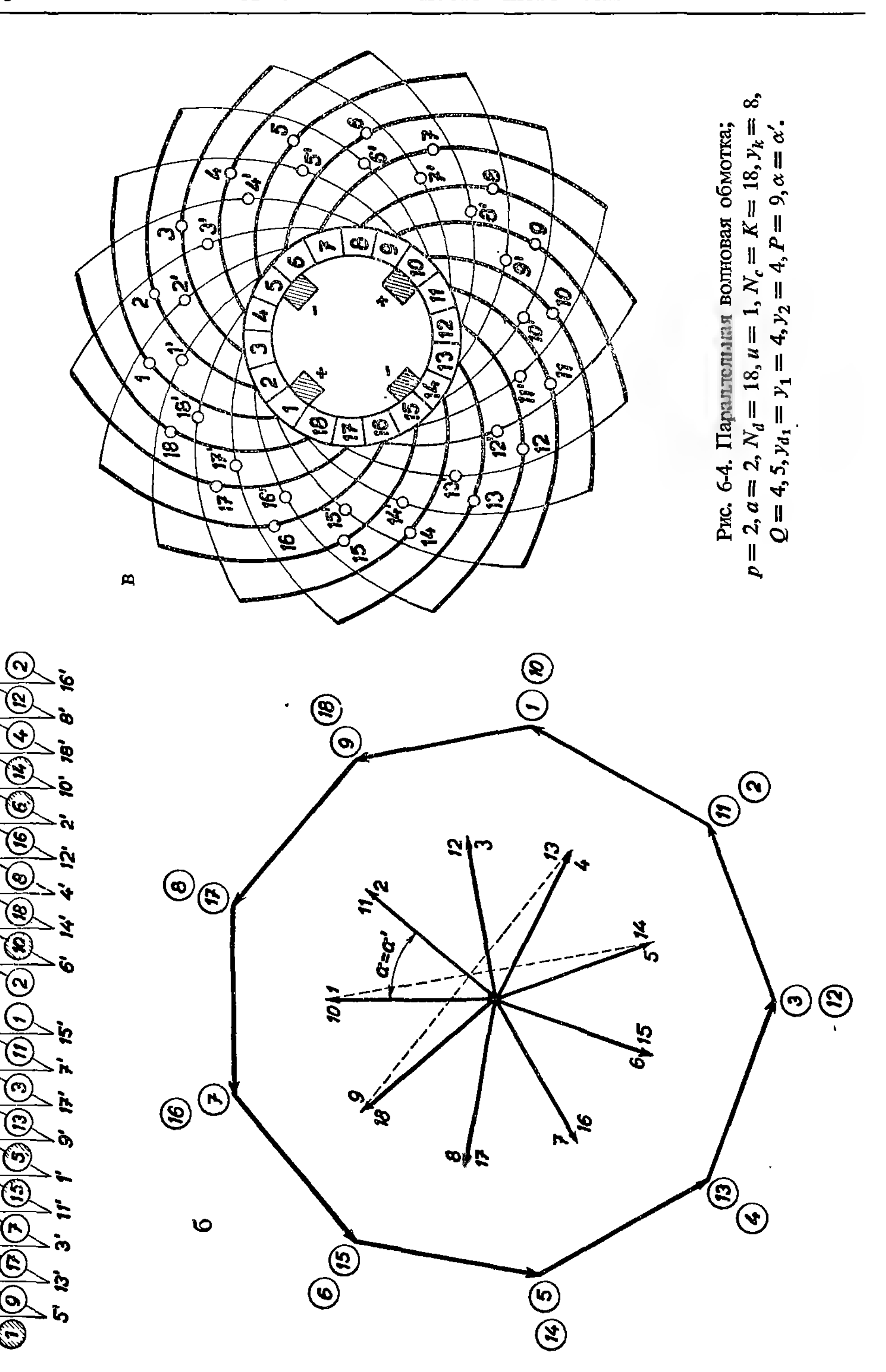


Рис. 6-4. Параллельная волновая обмотка; $p = 2, a = 2, N_d = 18, u = 1, N_c = K = 18, y_k = 8, Q = 4,5, y_{d_1} = y_1 = 4, y_2 = 4, P = 9, \alpha = \alpha'$.

Потенциальная диаграмма секционных напряжений является правильным девятиугольником (рис. 6-4б). Между двумя соседними пластинами действует напряжение одной секции. В многоугольнике имеются эквипотенциальные пластины с потенциальным шагом

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{18}{2} = 9 \text{ пластин}.$$

Схема обмотки показана на рис. 6-4в. Другой вариант той же обмотки был рассмотрен ранее в петлевом исполнении (см. рис. 5-5).

г) МНОГОКРАТНЫЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ВОЛНОВЫЕ ОБМОТКИ

Волновые обмотки можно выполнять также в виде множественных параллельных обмоток. В качестве примера рассмотрим двойственную параллельную обмотку (рис. 6-5), со следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad N_d = 22, \quad u = 1, \quad N_c' = K = 22.$$

Коллекторный шаг неперекрещивающейся обмотки будет

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{22 - 4}{2} = 9 \text{ пластин}$$

и полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{22}{4} = 5{,}5 \text{ пластины}.$$

Для обмотки с укороченным шагом

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазов},$$

чему соответствует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 9 - 5 = 4 \text{ секции}.$$

Звезда векторов будет иметь

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{22}{2} = 11 \text{ лучей}.$$

Угол между соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{11}$$

а

б

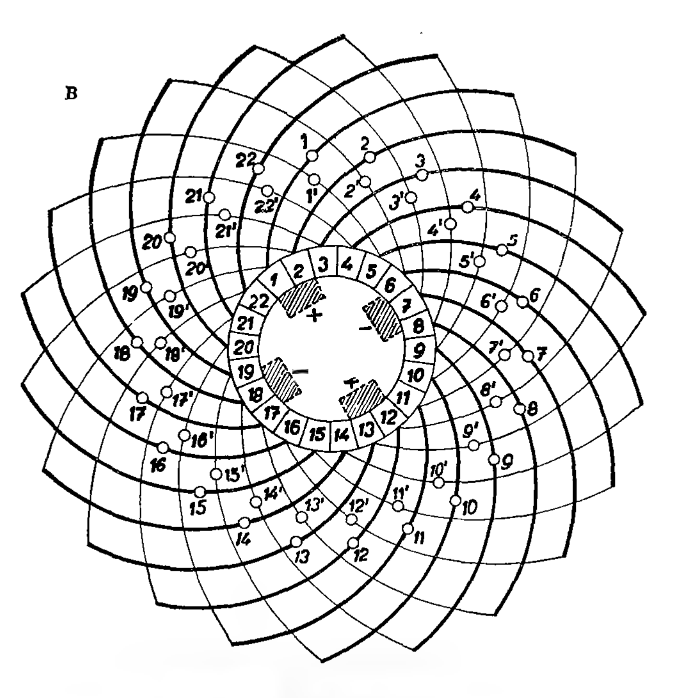


Рис. 6-5. Двойственная множественная параллельная волновая обмотка; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 22$, $u = 1$, $N_c = K = 22$, $y_k = 9$, $Q = 5,5$, $y_{d1} = y_1 = 5$, $y_2 = 4$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.

и пазовый шаг в векторной звезде

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{22} 2 = \frac{360^\circ}{11} = \alpha' .$$

Вспомогательная схема обмотки показана на рис. 6-5а. Обмотка замыкается только один раз, так как коллекторный шаг $y_k = 9$ и число пластин $K = 22$ не имеют общего делителя. В многоугольнике получаются эквипотенциальные точки в параллельных ветвях (см. рис. 6-5б), так что в обмотке эквипотенциальные соединения можно выполнять с потенциальным шагом

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{22}{2} = 11 \text{ пластин} .$$

В схеме обмотки (рис. 6-5в) и во вспомогательной схеме положения щеток отмечены для момента времени, когда один комплект щеток находится на пластинах *1* и *2*.

д) ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБМОТКА

Параллельно-последовательная обмотка образует переходное звено между параллельными и последовательными обмотками. Она выполнима в том случае, когда число пар параллельных ветвей больше единицы, но меньше числа пар полюсов. В качестве примера рассмотрим обмотку со следующими данными (рис. 6-6):

$$p = 4 , \quad a = 2 , \quad N_d = 26 , \quad N_c = K = 26 .$$

Возьмем неперекрещивающуюся обмотку, для которой коллекторный шаг равен

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{26 - 2}{4} = 6 \text{ пластинам}$$

и полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{26}{8} = 3{,}25 \text{ паза} .$$

Обмотку спроектируем с шагом, укороченным на одну четверть пазового деления, принимая

$$y_{d_1} = 3 \text{ паза} ,$$

так что первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 3 \text{ секции}$$

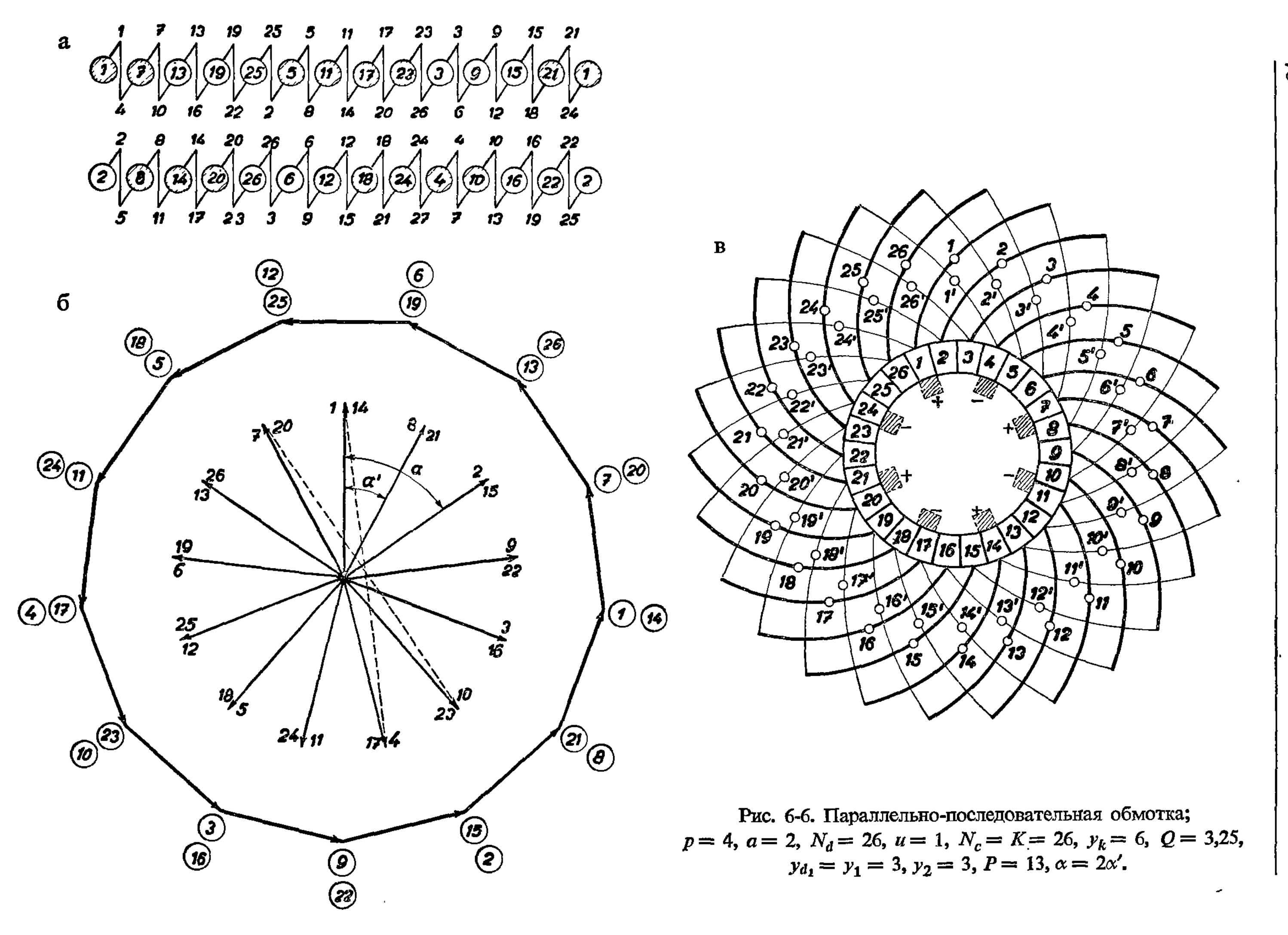


Рис. 6-6. Параллельно-последовательная обмотка; $p = 4$, $a = 2$, $N_d = 26$, $u = 1$, $N_c = K = 26$, $y_k = 6$, $Q = 3{,}25$, $y_{d_1} = y_1 = 3$, $y_2 = 3$, $P = 13$, $\alpha = 2\alpha'$.

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 6 - 3 = 3 \text{ секции} .$$

В звезде векторов будет:
число лучей

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{26}{2} = 13 ,$$

угол между двумя соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{13}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{26} 4 = \frac{360°}{13} 2 = 2\alpha' .$$

Вспомогательная схема (рис. 6-6а) распадается в два контура, так как у числа пластин $K = 26$ и у коллекторного шага $y_k = 6$ имеется общий делитель, равный двум. Многоугольник напряжений первого контура, содержащий нечетные пластины, совпадает с многоугольником второго контура, в котором содержатся четные пластины (рис. 6-6б). Потенциальный шаг у параллельно-последовательной обмотки следует из формулы

$$y_p = \frac{K}{p} \frac{p}{a} = \frac{26}{4} 2 = 13 \text{ пластин} .$$

Схема обмотки приведена на рис. 6-6в.

7. ОБМОТКИ С НЕСКОЛЬКИМИ СТОРОНАМИ В ПАЗУ

До сих пор мы рассматривали простые обмотки, у которых число секций соответствовало числу пазов. На практике, однако, как правило встречаются обмотки постоянного тока, число секций которых кратно числу пазов, так что в одном слое паза находится больше одной стороны секции. На рис. 7-1 показаны некоторые расположения проводников в пазах.

Так напр., на рис. 7-1а в верхней и нижней части паза уложено по три четырехвитковые секции, намотанные проволокой. Рис. 7-1б представляет паз с пятью сторонами секций в каждом слое. Секции имеют по два витка и изготовлены из полосового материала. На рис. 7-1в показан паз с двумя одновитковыми секциями из плоского проводника и, наконец, на рис. 7-1г изображен паз с тремя двухвитковыми секциями из проволоки, с боковыми выводами.

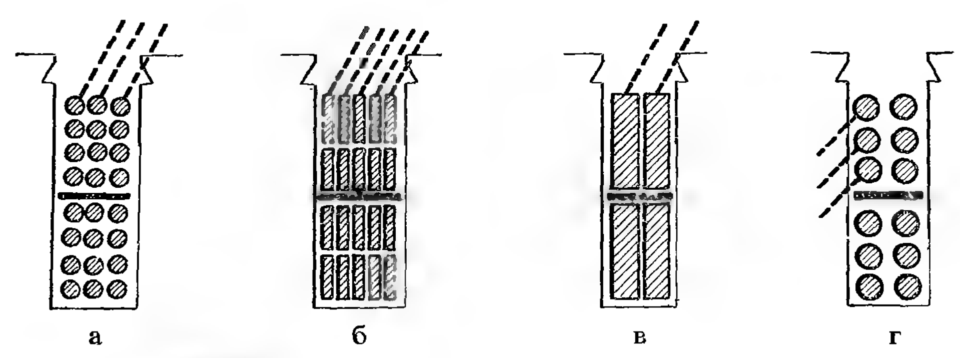


Рис. 7-1. Число активных сторон в пазу: *а*) $u = 3$, $n_c = 4$; *б*) $u = 5$, $n_c = 2$; *в*) $u = 2$, $n_c = 1$; *г*) $u = 3$, $n_c = 2$ (боковые выводы).

При этом могут встретиться два случая. В первом случае первый секционный шаг y_{d_1} выражается через целое число пазов, причем получается так наз. равносекционная обмотка, катушки которой можно наматывать на шаблон одного типа (рис. 7-2).

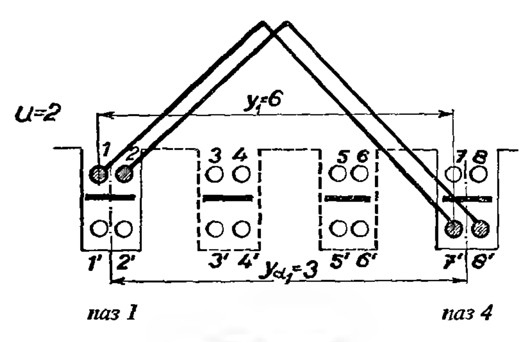


Рис. 7-2. Схема равносекционной обмотки (обмотки с целым шагом по пазам).

Во втором случае первый шаг по пазам y_{d_1} не равен целому числу; получается так наз. ступенчатая обмотка, у которой проводники передней стороны секции лежат, например, в верхнем слое одного паза, в то время как проводники задней стороны расположены в нижних слоях различных пазов (рис. 7-3). Для такой обмотки требуется иметь секции двух типов, одну более узкую, другую более широкую. У обмотки, у которой число сторон секций, уложенных в одном слое, равно $u > 1$, будут иметь место следующие переходы между пазами:

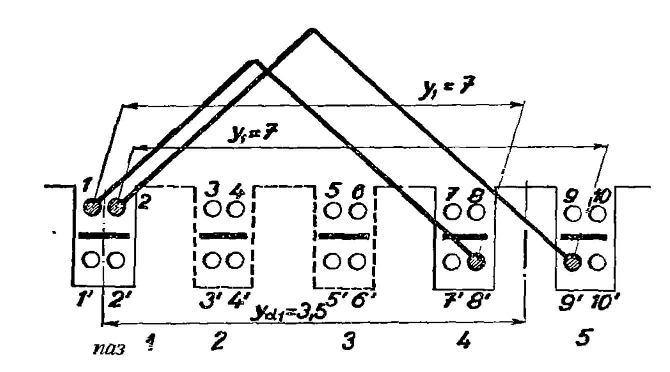


Рис. 7-3. Схема ступенчатой обмотки (с дробным шагом по пазам).

$\frac{1}{2}$ пазового деления для $u = 2$,

$\frac{1}{3}$ пазового деления для $u = 3$,

$\frac{1}{4}$ пазового деления для $u = 4$,

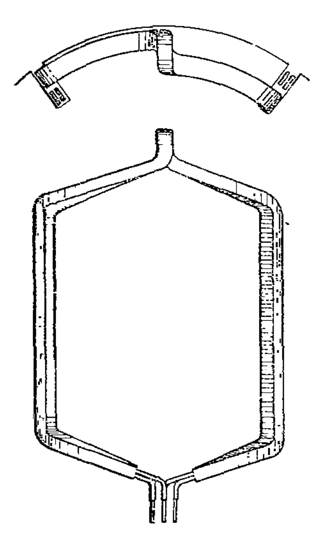


Рис. 7-4. Группа двух секций (двойная катушка) петлевой равносекционной обмотки; секции из одного витка.

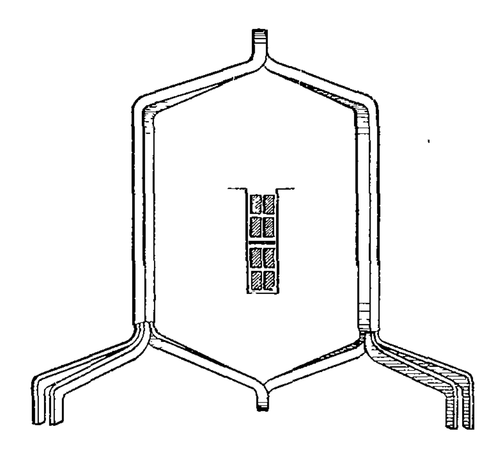


Рис. 7-5. Двойная катушка волновой равносекционной обмотки; секции из двух витков.

т. е. в общем случае $1/u$ пазового деления. Ступенчатые обмотки, если они правильно спроектированы, обладают некоторыми преимуществами, как напр., улучшенной коммутацией, более выгодным потенциальным многоугольником и. т. д. У последнего имеется большее число сторон при заданном числе пазов, что приводит к меньшим изменениям напряжения на щетках.

При большом числе пазов и активных сторон в пазах лучи звезды векторов в целях большей наглядности лучше обозначать номерами пазов. Номер паза, в котором лежит определенная активная сторона, можно определять путем деления номера активной стороны на величину u. Отношение дает номер соответствующего паза. Если при этом получается дробь, то отношение округляется и принимается номер, равный непосредственно ближайшему большему целому числу, определяющему паз, в котором лежит данная сторона. Напр., для $u = 3$ и для активной стороны номер *52* получаем $52 : 3 = 17\frac{1}{3}$, что округляется на 18, так что сторона *52* будет расположена в пазу № *18*.

На приведенных ниже рисунках покажем некоторые способы выполнения катушек: На рис. 7-4 представлена двойная катушка, состоящая из двух простых секций из одного витка петлевой обмотки. На рис. 7-5 показана двойная катушка ($u = 2$) волновой обмотки из плоского проводника, причем простые

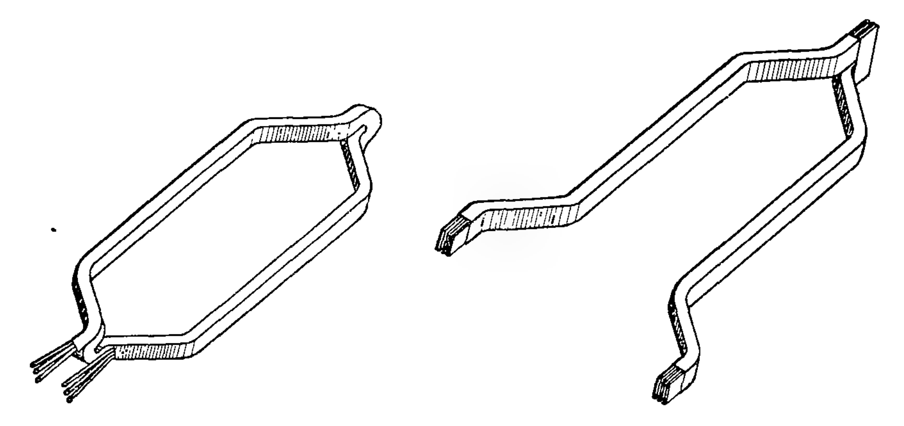


Рис. 7-6. Тройная катушка петлевой равносекционной обмотки; секции из нескольких витков.

Рис. 7-7. Тройная катушка волновой обмотки; секции — из одного витка.

секции имеют по два витка. На рис. 7-6 показана тройная катушка ($u = 3$) равносекционной петлевой обмотки, где простые секции состоят из нескольких витков. Наконец, на рис. 7-7 приведена тройная катушка волновой обмотки ($u = 3$) с одновитковыми секциями. Рис. 7-8 — фотография тройной катушки ($u = 3$) волновой обмотки с многовитковыми секциями и рис. 7-9 — фотография катушки тяговой машины с $u = 5$.

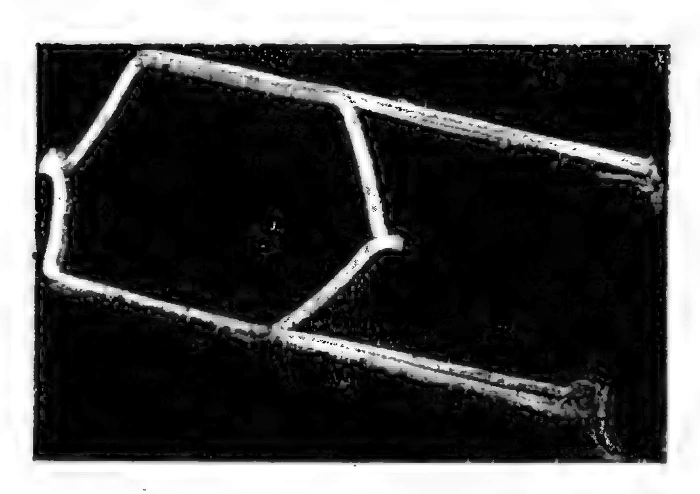


Рис. 7-8. Многовитковая катушка волновой обмотки ($u = 3$).

Чтобы ближе познакомиться со свойствами равносекционных и ступенчатых обмоток, приведем некоторые примеры. Рассмотрим петлевую обмотку со следующими данными (рис. 7-10):

$$p = 2, \quad a = 2, \quad N_d = 22, \quad u = 2, \quad N_c = K = uN_d = 44.$$

Обмотку спроектируем в двух вариантах, в виде равносекционной неперекрещивающейся обмотки с укороченным шагом и в виде ступенчатой обмотки с полным шагом.

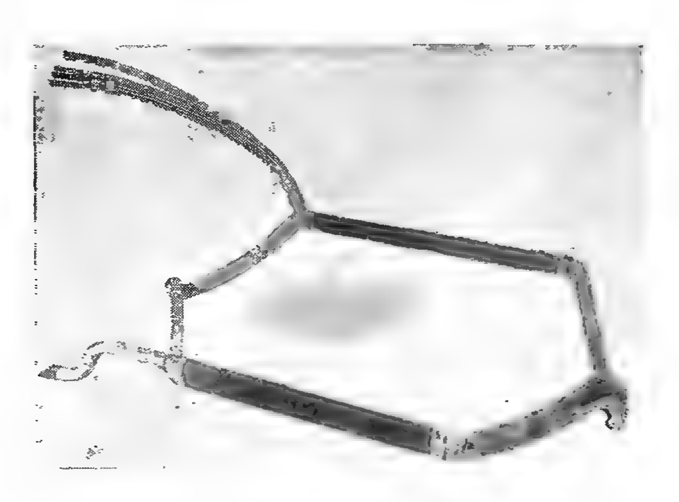


Рис. 7-9. Катушка тяговой машины ($u = 5$).

а) ПЕТЛЕВАЯ РАВНОСЕКЦИОННАЯ НЕПЕРЕКРЕЩИВАЮЩАЯСЯ ОБМОТКА С УКОРОЧЕННЫМ ШАГОМ

Коллекторный шаг будет:

$$y_k = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}$$

и полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{22}{4} = 5{,}5 \text{ паза}.$$

Первый шаг по пазам будет

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазов},$$

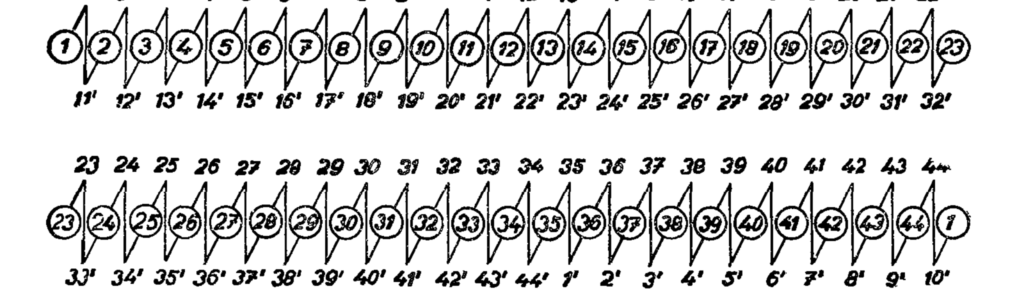
т. е. он укорачивается на половину пазового деления.

Первый секционный шаг будет

$$y_1 = u y_{d_1} = 2 \,.\, 5 = 10 \text{ секций}$$

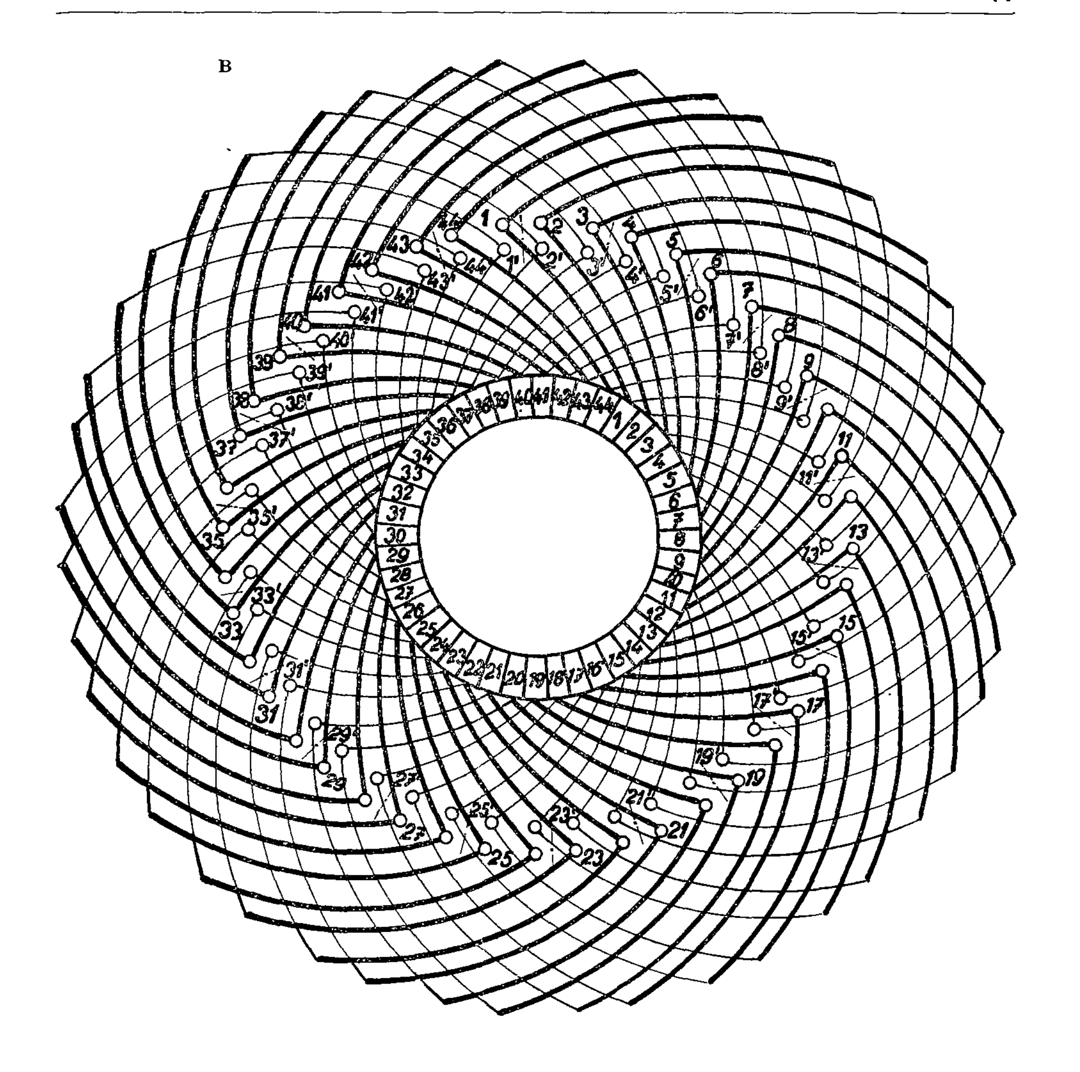
и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = -9 \text{ секций}.$$



б

Рис. 7-10. Параллельная петлевая равносекционная обмотка; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 22$, $u = 2$, $N_c = K = 44$, $y_k = 1$, $Q = 5, 5$, $y_{d_1} = 5$, $y_1 = 10$, $y_2 = -9$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.



Для звезды векторов даются следующие величины: число лучей

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{22}{2} = 11\,,$$

угол между соседними лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{11}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{22}\,2 = \frac{360^\circ}{11} = \alpha'\,.$$

Вспомогательная схема обмотки приведена на рис. 7-10а. Потенциальный многоугольник (рис. 7-10б) строится путем геометрического сложения векторов электродвижущих сил отдельных секций. Оказывается, что векторы напряжений секций, стороны которых располагаются в общих пазах, совпадают, так как их положение в магнитном поле определяет ось общего для них паза. Потенциальная диаграмма является одиннадцатиугольником, вершины и центры которого определяют положение пластин. Напряжение между двумя соседними пластинами соответствует напряжению одной секции. В диаграмме имеются эквипотенциальные точки, потенциальный шаг равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{44}{2} = 22 \text{ пластинам}.$$

Схема обмотки приведена на рис. 7-10в.

б) ПЕТЛЕВАЯ СТУПЕНЧАТАЯ ОБМОТКА

Во втором варианте обмотку спроектируем в виде ступенчатой с полным шагом (рис. 7-11), причем первый шаг по пазам будет

$$y_{d_1} = Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{22}{4} = 5{,}5 \text{ паза}.$$

Этому соответствуют первый секционный шаг

$$y_1 = uy_{d_1} = 2 \, . \, 5{,}5 = 11 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 1 - 11 = -10 \text{ секций}.$$

Число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{22}{2} = 11 \, .$$

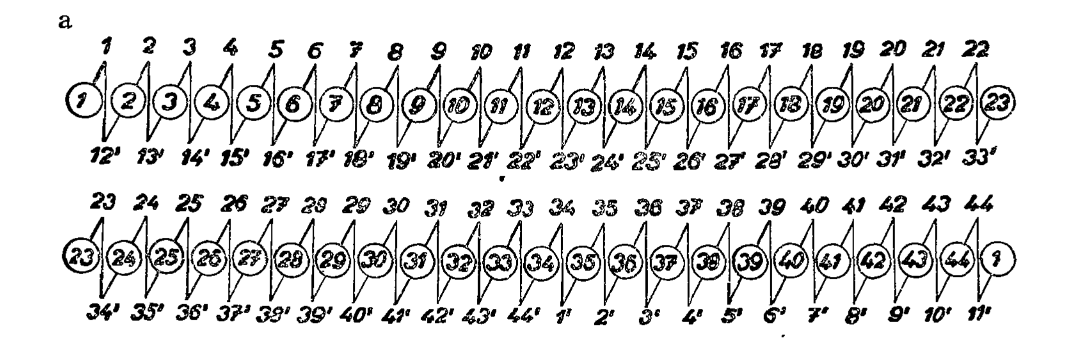
Угол между двумя соседними пазами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{11}$$

и пазовый шаг

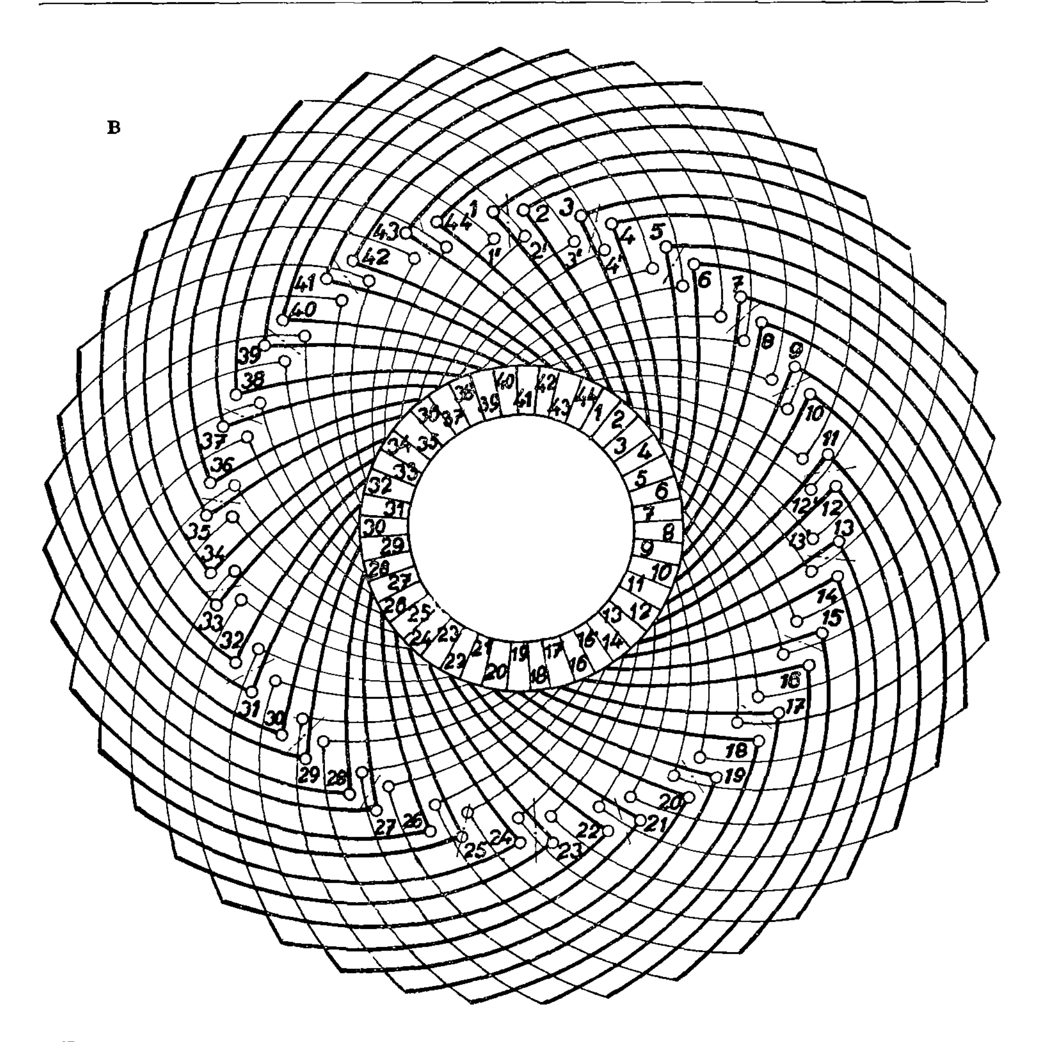
$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{22} 2 = \frac{360°}{11} = \alpha' .$$

а



б

Рис. 7-11. Параллельная петлевая ступенчатая обмотка; $p = 2$, $a = 2$, $N_д = 22$, $u = 2$, $N_c = K = 44$, $y_k = 1$, $Q = 5{,}5$, $y_{д1} = 5{,}5$, $y_1 = 11$, $y_2 = -10$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.



Эквипотенциальный шаг равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{44}{2} = 22 \text{ пластинам}.$$

Во вспомогательной схеме на рис. 7-11а задние стороны секций для упрощения обозначены номерами без штрихов. По тем же соображениям в звезде векторов (рис. 7-11б) опущены номера задних сторон. Из схемы обмотки (рис. 7-11в) видно, что здесь имеются два типа секций, а именно, секции узкие (напр., секция со сторонами *1* и *12*) и секции широкие (напр., секция со сторонами *2* и *13*). Шаг узких секций меньше, а шаг широких секций больше полюсного деления на ту же величину, так что секционные напряжения остаются неизменными. Векторы напряжений двух друг за другом следующих секций сдвинуты на угол $\alpha/2$, так что многоугольник напряжений имеет в два раза больше

сторон, чем в случае целого шага, когда векторы напряжений двух секций, расположенных в общих пазах, совпадают. Многоугольник напряжений имеет такой вид, как будто бы число пазов якоря было в два раза больше. Поэтому число направлений векторов секционных напряжений превышает число пазовых направлений в два раза.

Ступенчатая обмотка выгодна только при соблюдении определенных условий. На следующем примере покажем случай неправильно спроектированной ступенчатой обмотки.

в) ВОЛНОВАЯ СТУПЕНЧАТАЯ ОБМОТКА

Пусть имеем параллельно-последовательную обмотку (рис. 7-12) со следующими данными:

$$p = 3\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 16\,, \quad u = 2\,, \quad N_г = K = uN_d = 32\,.$$

Возьмем неперекрещивающуюся обмотку с коллекторным шагом

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{32 - 2}{3} = 10 \text{ пластин}\,.$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{16}{6} = 2\tfrac{2}{3} \text{ паза}\,.$$

Обмотка будет ступенчатой с первым шагом по пазам

$$y_{d_1} = 2{,}5 \text{ паза}\,,$$

которому соответствует первый секционный шаг

$$y_1 = uy_{d_1} = 2\,.\,2{,}5 = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 10 - 5 = 5 \text{ секций}\,.$$

В звезде векторов будет

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{16}{1} = 16 \text{ лучей}\,.$$

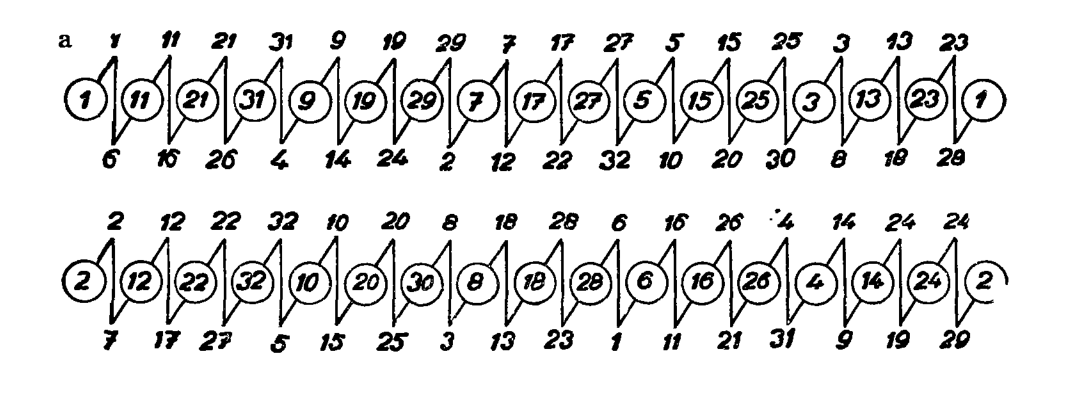
Угол между двумя соседними лучами равен

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{16}$$

и пазовый шаг

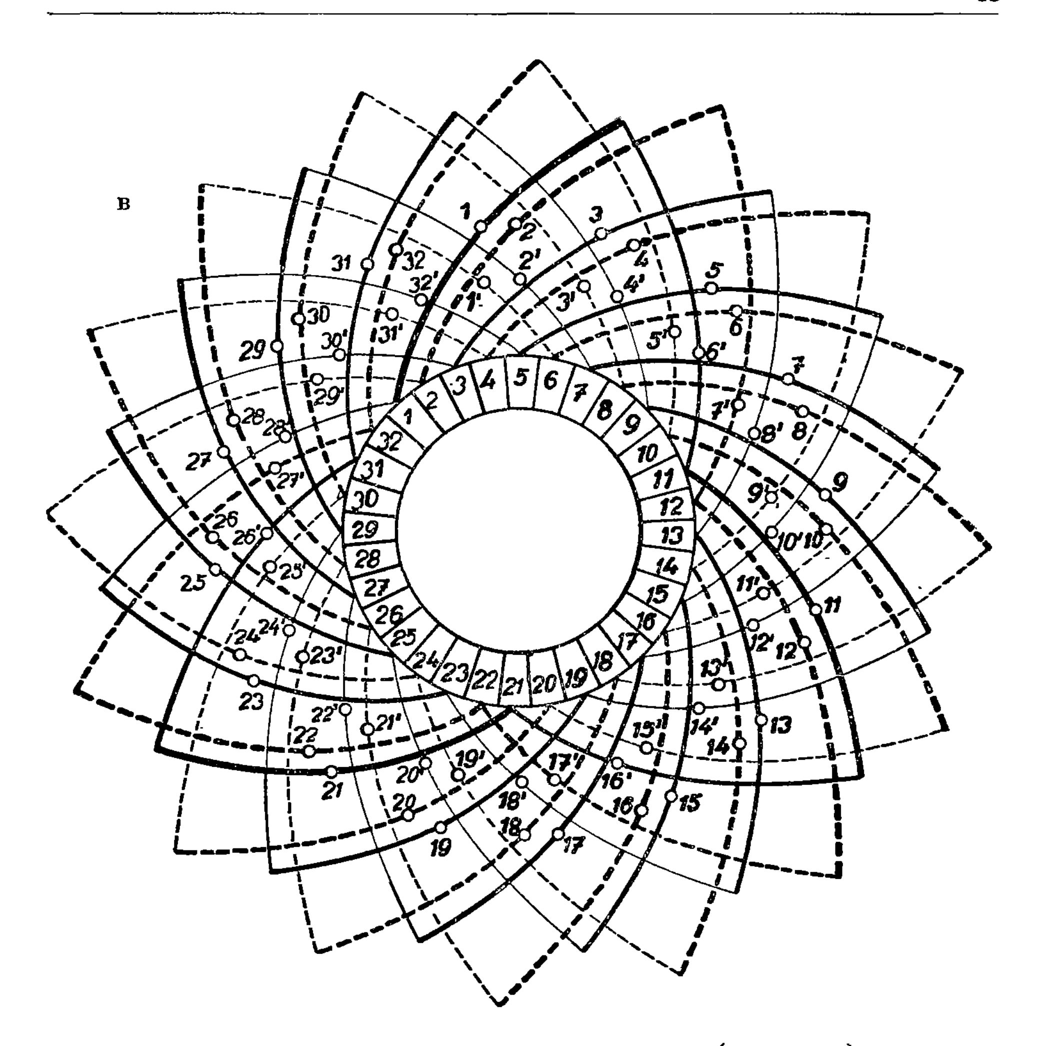
$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{16}\,3 = 3\alpha'\,.$$

Так как для числа пластин $K = 32$ и для коллекторного шага $y_k = 10$ наибольший общий делитель равен двум, то обмотка распадается на два замкну-



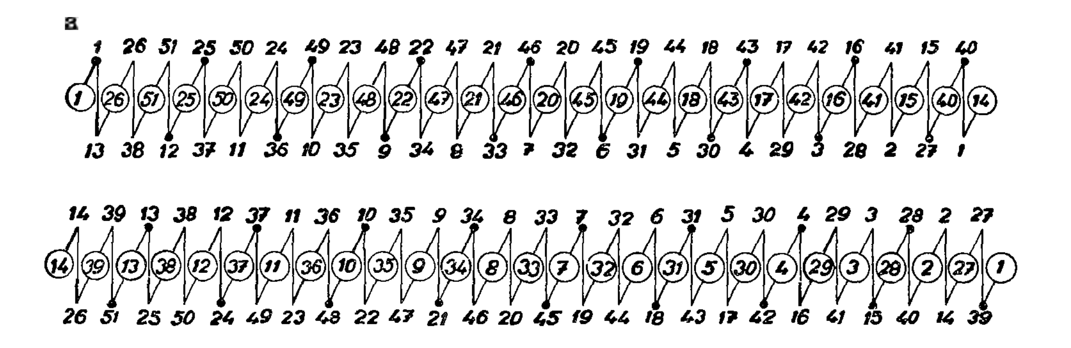
б

Рис. 7-12. Ступенчатая параллельно-последовательная обмотка; $p = 3$, $a = 2$, $N_d = 16$, $u = 2$, $N_c = K = 32$, $y_k = 10$, $Q = 2\frac{2}{3}$, $y_{d_1} = 2{,}5$, $y_1 = 5$, $y_2 = 5$, $P = 16$, $\alpha = 3\alpha'$.



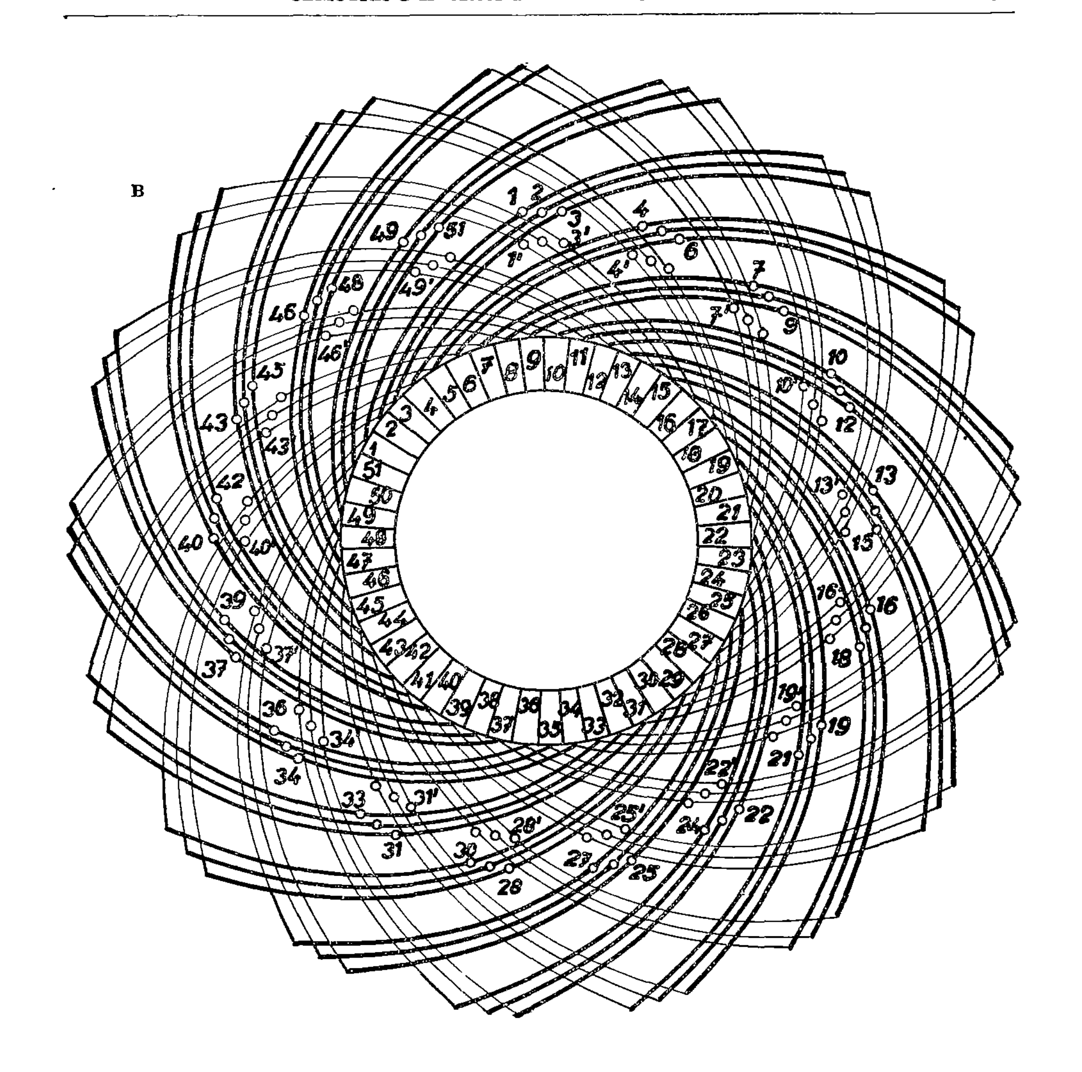
тых контура, как видно из вспомогательной схемы (рис. 7-12а). Из схемы обмотки (рис. 7-12в) видно, что в первом контуре находятся секции с укороченным шагом и с нечетными коллекторными пластинами. Второй контур образуется секциями с удлиненным шагом и содержит четные пластины. Из звезды векторов (рис. 7-12б) видно, что напряжение в узких секциях меньше напряжения в широких секциях; напряжения соответствующих пар ветвей, следовательно, различны. Вследствие этого нагрузка якоря распределяется по параллельным ветвям неравномерно. Из рис. 7-12б видно, что потенциальные многоугольники обеих пар ветвей не перекрываются, так что в обмотке создаются значительные уравнительные токи. Поэтому подобная обмотка практически не применима.

При построении этой потенциальной диаграммы мы воспользовались векторами электродвижущих сил отдельных активных сторон.



б

Рис. 7-13. Равносекционная последовательная обмотка; $p = 2$, $a = 1$, $N_d = 17$, $u = 3$, $N_c = K = 51$, $y_k = 25$, $Q = 4{,}25$, $y_{d1} = 4$, $y_1 = 12$, $y_2 = 13$, $P = 17$, $\alpha = 2\alpha'$.



г) РАВНОСЕКЦИОННАЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОБМОТКА С $u = 3$

Приведем еще пример последовательной четырехполюсной обмотки, число секций которой превышает число пазов якоря в три раза (рис. 7-13).

Данные этой обмотки:

$$p = 2, \quad a = 1, \quad N_d = 17, \quad u = 3, \quad N_c = K = uN_d = 51.$$

Для неперекрещивающейся обмотки коллекторный шаг будет

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{51 - 1}{2} = 25 \text{ пластин}.$$

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{17}{4} = 4{,}25 \text{ паза},$$

причем первый шаг по пазам

$$y_{d_1} = 4 \text{ паза},$$

так что первый секционный шаг будет

$$y_1 = uy_{d_1} = 3 \, . \, 4 = 12 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 25 - 12 = 13 \text{ секций}.$$

У звезды векторов будет

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{17}{1} = 17 \text{ лучей}.$$

Угол между двумя соседними лучами будет

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{17}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{17} 2 = 2\alpha'.$$

Вспомогательная схема обмотки приведена на рис. 7-13а. Потенциальный многоугольник секционных напряжений (рис. 7-13б) в этом случае имеет интересный вид. Мы видим, что напряжение первой секции с активными сторонами *1—13* согласно звезде векторов имеет направление *I*, секции *26* с активными сторонами *26—38* — направление *II*, напряжение секции *51* — направление *III*; напряжение четвертой секции (25) имеет опять направление *II*, что периодически повторяется. Векторы напряжений друг за другом следующих трех секций создают в потенциальной диаграмме выпуклые участки, вершины, выходящие за пределы окружности, описанной вокруг центра звезды векторов. Итак, при построении потенциального многоугольника такой обмотки мы можем поступать таким образом, что сначала построим частичные потенциальные диаграммы вершин, соответствующих напряжениям групп из трех секций, т. е. секциям одного паза, обозначенным в потенциальной диаграмме штриховой линией. (Так например, в первую группу входят проводники *1—13'*, 26—*35'* и *52—12'*, во вторую *25—37*, *50—11'* и *24—36'*, и т. д.)

Затем результирующее напряжение этих вершин разлагаем в составляющие, ссответствующие двум секциям и одной секции, и от них переходим к отдель-

ным секционным напряжениям. В тех случаях, когда заранее нельзя предусмотреть вид потенциальной диаграммы, приходится последовательно складывать векторы напряжений секций, или активных сторон, пользуясь вспомогательной схемой, а лишь затем отыскивать центр потенциальной диаграммы.

Что касается формы потенциальных многоугольников, то из указанных примеров следует, что число сторон многоугольника симметричной обмотки в общем случае равно N_c/a, причем направления нескольких сторон могут совпадать. Многоугольник описывается a-раз. Форма многоугольника для параллельной обмотки будет одинакова для любого числа полюсов, если число пазов на один полюс Q и число сторон секций в одном слое паза совпадают. Если общий делитель K и y_k равен t', то обмотка замыкается после K/t' шагов и распадается таким образом на t' замкнутых контуров. Если K и y_k не имеют общего делителя, то обмотка замыкается после пробега всех пластин и будет однократно замкнутой.

8. СУЩНОСТЬ УРАВНИТЕЛЬНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

а) ПРИЧИНЫ ВОЗНИКНОВЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНОЙ НАГРУЗКИ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ ЯКОРЯ

Действительные обмотки подвержены влиянию ряда неблагоприятных факторов. Еще в процессе изготовления могут получиться различные неравномерности в сопротивлениях отдельных параллельных ветвей, возникающие в результате неправильной обработки обмотки. У мелких машин, например у вентиляторных двигателей и т. д., иногда забывают равномерно натягивать проволоку при намотке якоря, так что проволока неравномерно растягивается и сечение уменьшается. Другой такой причиной при намотке якоря может быть непригодная система намотки. Так напр., с этой точки зрения непригодна обмотка, у которой длина витков различна. У шаблонных обмоток такая длина точно соблюдается, но здесь могут возникнуть значительные неравномерности в сопротивлении отдельных параллельных ветвей в результате плохой пайки. При эксплуатации может случиться, что места пайки чрезмерно нагреются, припой в спаянных местах расплавится и обмотка разрушится.

Щетки могут также быть причиной значительных неравномерностей в сопротивлении отдельных ветвей. Иногда случается, что некоторая щетка изнашивается быстрее и обслуживающий персонал заменит ее другой щеткой непригодного качества. В таком случае создается весьма неравномерное распределение тока между отдельными параллельными ветвями. Поэтому щетки следует заменять всегда одновременно, и щетками той же марки. Удельные давления

щеток, особенно у крупных машин, следует точно контролировать при помощи пружинных весов.

Щетки должны точно прилегать к коллектору, поэтому следует их тщательно притирать. Щетки должны сидеть в щеткодержателях так, чтобы их расположение на коллекторе в процессе эксплуатации не изменялось. Помимо этого и коллектор должен быть тщательно обработан и отполирован до зеркального блеска. Якорь должен быть тщательно динамически уравновешен, чтобы щетки на рабочем ходу машины не вибрировали. Слюда между пластинами должна быть тщательно продорожена.

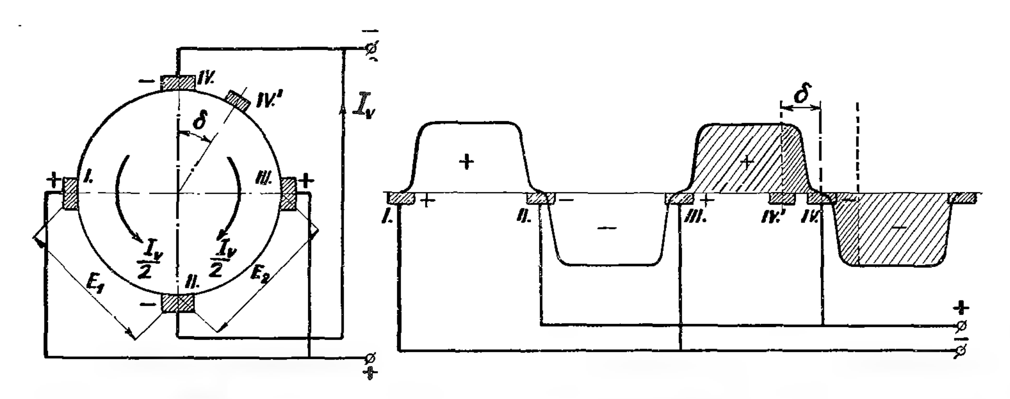


Рис. 8-1. Влияние изменения расположения щеток на индуктированную электродвижущую силу.

Однако, и при выполнении всех приведенных выше условий может возникнуть неравномерное распределение тока между отдельными ветвями в результате неравномерного распределения магнитных потоков отдельных полюсов. Другой причиной возникновения уравнительных токов может быть неточное распределение комплектов щеток по коллектору. Это может быть вызвано неточно выполненными расстояниями между пальцами, несущими щеткодержатели, или же неодинаковым расположением щеткодержателей на пальцах. Для уяснения влияния неправильно установленных щеток, следует представить себе, напр., коллектор четырехполюсной машины, изображенный на рис. 8-1. Сдвиг, например, щетки *IV* из правильного положения в положение *IV'* на величину δ уменьшает магнитные потоки между щетками *III—IV* и *IV—I*, вследствие чего индуктированная э. д. с. будет в этих ветвях меньше, чем в других. В результате возникнут уравнительные токи I_v, стремящиеся компенсировать неравномерность магнитных потоков. Магнитная ассимметрия может быть вызвана и неоднородностью магнитного материала машины. Магнитные системы машин постоянного тока выполняются иногда из литой стали. В процессе неправильного литья часто образуются пузыри или пористые места, так что полюса имеют различные магнитные сопротивления. Если станина состоит из

нескольких частей, то нижняя часть с лапами является более массивной, чем верхняя, и после отливки остывает медленнее верхней части станины. В результате сталь в различных местах станины обладает различными магнитными свойствами. Помимо того, стальное литье бывает грубым и нет возможности выполнить его в точных размерах. В этом отношении такие станины уступают сварным станинам, наиболее часто применяемым в современном машиностроении. Сварные швы таких станин должны выполняться в осях полюсов (рис. 8-2).

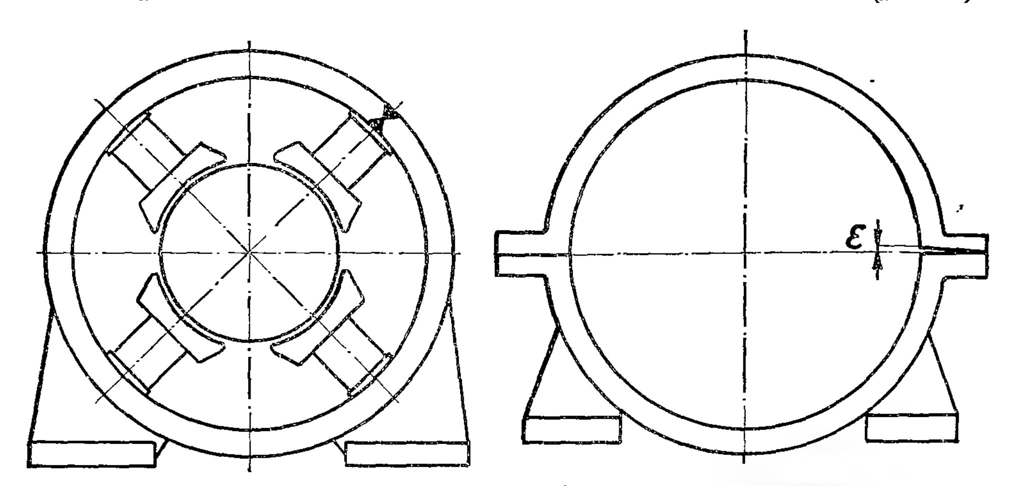


Рис. 8-2. Сварной шов станины.

Рис. 8-3. Неточный стык станины, состоящей из двух частей.

У крупных машин, станины которых состоят из двух и более частей, в местах стыка, в результате неправильной обработки, могут создаваться зазоры (рис. 8-3), увеличивающие магнитное сопротивление в соответствующих местах станины.

Магнитная асимметрия может возникнуть также в результате неточного выполнения пазов якоря. Пазовое деление якоря может быть и не точным, если штамповальный станок изношен. В таком случае получаются различные ширины зубцов. Деформации станины и вала, также как и износ подшипников скольжения, оказывают неблагоприятное влияние на магнитную симметрию машины. Изменение воздушного зазора не должно превышать 7—10%. В противном случае ход машины не спокоен. Неодинаковый воздушный зазор может образоваться также в результате неточной сборки якоря или может быть вызван слишком туго натянутым ремнем на шкиве, что одновременно приводит и к быстрому износу подшипников. С этой точки зрения более пригодны подшипники качения, смазываемые вазелином. Они обладают и тем преимуществом, что смазка из подшипников в результате воздействия вентилятора не попадает в обмотку.

Подшипники скольжения в настоящее время применяются главным образом

для крупных машин и для машин, где требуется бесшумный ход, как например, для лифтов в жилых домах или для двигателей вентиляторов в системах вентиляции жилых домов, гостиниц, больниц и т. п.

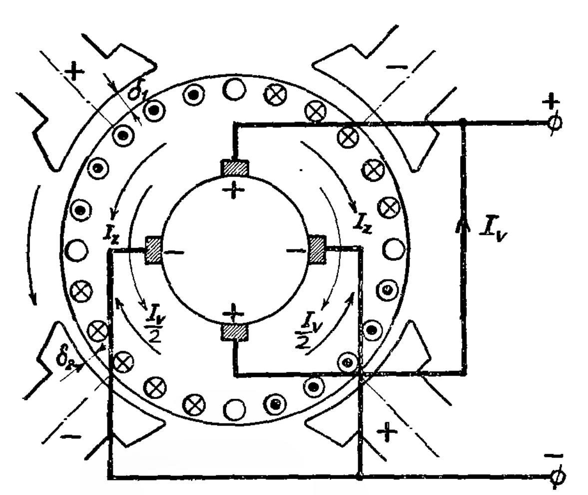


Рис. 8-4. Уравнительный ток, созданный в результате магнитной асимметрии.

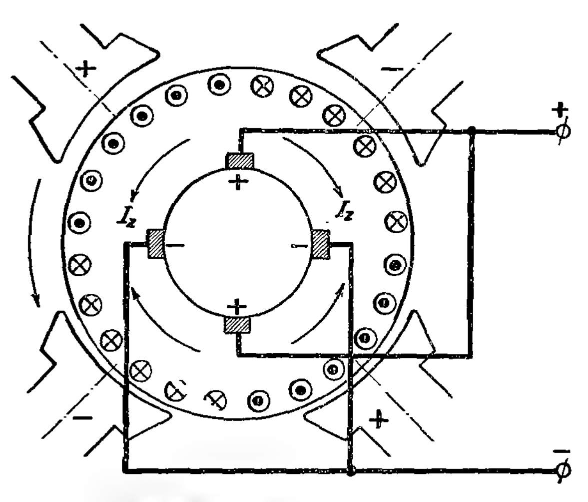


Рис. 8-5. Симметричная четырехполюсная система.

б) УРАВНИТЕЛЬНЫЕ ТОКИ

Основным источником уравнительных токов является магнитная асимметрия машины, вызванная неоднородностью полюсов и других частей магнитного контура, или эксцентрическим положением якоря, являющимся причиной непостоянства воздушного зазора. У волновых обмоток этот недостаток устраняется, так как там каждая таковая ветвь проходит под всеми полюсами.

В случае симметрии магнитной системы по обмотке проходит только ток нагрузки I_z. Рассмотрим несимметричную в магнитном отношении машину, асимметрия которой вызвана, напр., неодинаковым воздушным зазором. Пусть якорь располагается таким образом, что верхний воздушный зазор δ_1 больше нижнего δ_2. Вследствие наличия меньшего воздушного зазора электродвижущие силы, индуктированные в нижних ветвях, будут больше верхних. В результате еще на холостом ходу будет создаваться уравнительный ток I_v. В таком случае получается несимметричная система (рис. 8-4), которую можно представить в виде суммы двух следующих симметричных систем:

а) системы четырехполюсной, соответствующей току нагрузки I_z (рис. 8-5),

б) системы двухполюсной, образованной той частью обмотки якоря, которая индуктирует уравнительные токи I_{v_1} и I_{v_2} (рис. 8-6).

Уравнительный ток I_{v_1} создает в машине двухполюсный поток Φ_{v_1}, который между отрицательными, накоротко соединенными комплектами щеток, в свою очередь индуктирует второй уравнительный ток I_v. Уравнительный ток I_{v_2} создает второй двухполюсный поток Φ_{v_2}, ослабляющий поле нижних полюсов и усиливающий поле верхних полюсов. Кривые магнитодвижущих сил показаны на рис. 8-7. Если для простоты предположить, что магнитное сопротивление в пределах полюсного деления постоянно, то поле главных полюсов можно изобразить в виде прямоугольников *B*. Пусть первые два прямоугольника представляют кривую магнитного поля под нижними полюсами, а остальные два прямоугольника — под верхними полюсами. Так как воздушный зазор δ_1 больше зазора δ_2, то высота первых двух прямоугольников будет больше высоты других. Если представить на рисунке магнитодвижущую силу, созданную током I_{v_2} (кривая F_{v_2}), то обнаружим, что магнитное напряжение от тока ослабляет поле нижних полюсов, в то время как поле верхних полюсов им усиливается. Результирующее магнитное поле дается кривой *B'*.

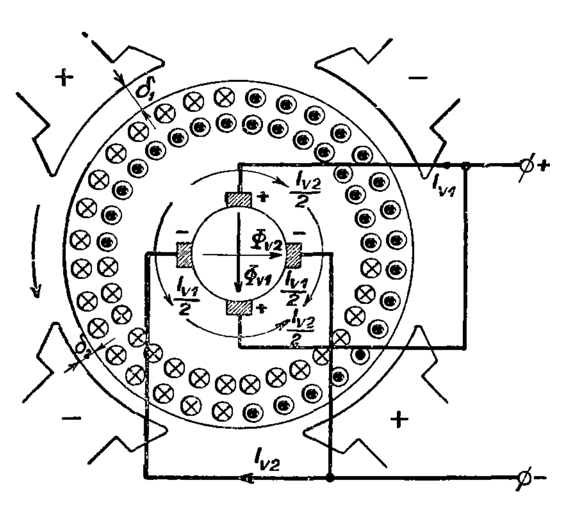


Рис. 8-6. Симметричная двухполюсная система.

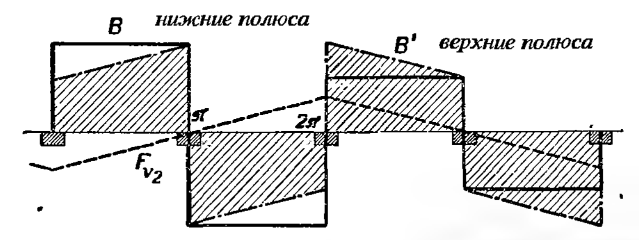


Рис. 8-7. Компенсация несимметричного магнитного поля машины уравнительными токами машины.

Чтобы предотвратить прохождение уравнительных токов I_{v_1}, I_{v_2} через щетки и обеспечить хорошую коммутацию, для простых параллельных, множественных параллельных и параллельно-последовательных обмоток применяются

уравнительные (эквипотенциальные) соединения, выравнивающие неодинаковые токи отдельных ветвей, не загружая притом щеток. В результате применения уравнительных соединений петлевая обмотка приобретает характер волновой, и наоборот, волновая обмотка – характер петлевой обмотки. Сечение уравнительных соединений для более крупных машин составляет от одной пятой до одной третьей сечения проводников якоря. Для малых машин уравнительные соединения часто выполняются из проводника того же сечения, как у активных проводников якоря. У волновых обмоток сечение может быть даже еще меньше. Число уравнительных соединений выбирают в зависимости от размера машины. Решающую роль здесь играет отношение величины омического падения напряжения якоря $r_k I_k$ к величине переходного падения напряжения на щетках Δe_k. У малых машин, где отношение падений напряжений $r_k I_k/\Delta e_k$ относительно велико, уравнительное соединение достаточно выполнить в каждом втором или третьем пазу. У крупных машин, где это отношение мало, рекомендуется соединять посредством уравнительных соединений либо все эквипотенциальные пластины, либо выполнять их хотя бы после каждой второй, или третьей пластины.

в) УРАВНИТЕЛЬНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ ПЕРВОГО РОДА

Покажем на некоторых примерах, как выполняются уравнительные соединения. Рассмотрим параллельную петлевую обмотку (рис. 8-8), со следующими данными:

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 22\,, \quad u = 1\,, \quad N_c = K = uN_d = 22\,.$$

Предположим, что обмотка – неперекрещивающаяся, и что коллекторный шаг

$$y_k = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}\,.$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{22}{4} = 5{,}5 \text{ шага}\,,$$

причем первый шаг по пазам

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазов}\,,$$

т. е. шаг укорочен на половину пазового деления.
Шаги будут следующие:

первый секционный $y_1 = uy_{d_1} = 5$ секций

второй секционный $y_2 = y_k - y_1 = -4$ секции.

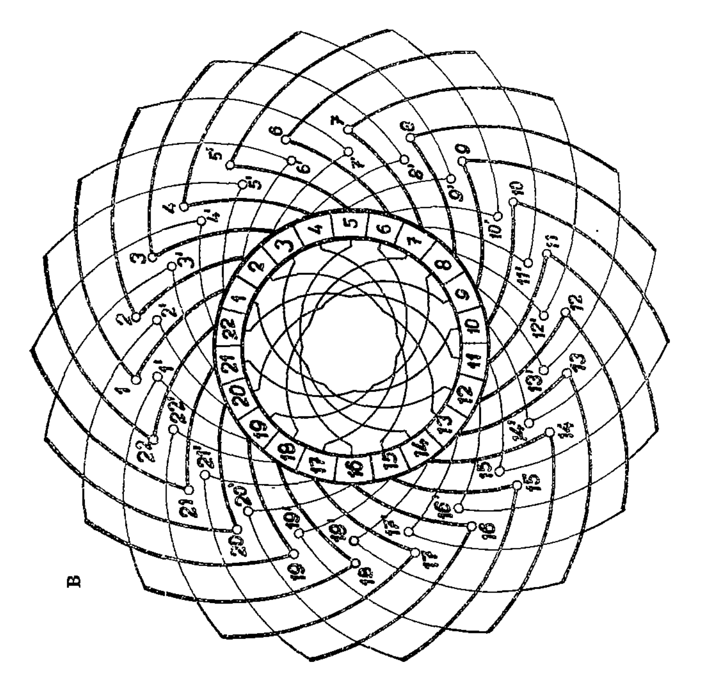


Рис. 8-8. Параллельная петлевая обмотка с уравнительными соединениями первого рода, выполненными на коллекторе; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 22$, $u = 1$, $N_c = K = 22$, $y_k = 1$, $Q = 5{,}5$, $y_{d_1} = 5$, $y_1 = 5$; $y_2 = -4$, $y_p = 11$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.

Звезда векторов задается следующими величинами:

$$P=\frac{N_d}{p}=\frac{22}{2}=11\,,\quad \alpha'=\frac{360^\circ}{P}=\frac{360^\circ}{11}\,,\quad \alpha=\frac{360^\circ}{N_d}p=\frac{360^\circ}{22}2=\alpha'\,.$$

Вспомогательная схема обмотки приведена на рис. 8-8а. Потенциальный многоугольник является одиннадцатиугольником (рис. 8-8б), и его вершины соответствуют парам эквипотенциальных пластин с потенциальным шагом

$$y_p=\frac{K}{p}=\frac{22}{2}=11 \text{ пластин}.$$

Соединение эквипотенциальных пластин выполнено уравнительными соединениями первого рода на коллекторе, как показано на схеме обмотки (рис. 8-8в). Уравнительные соединения пер-

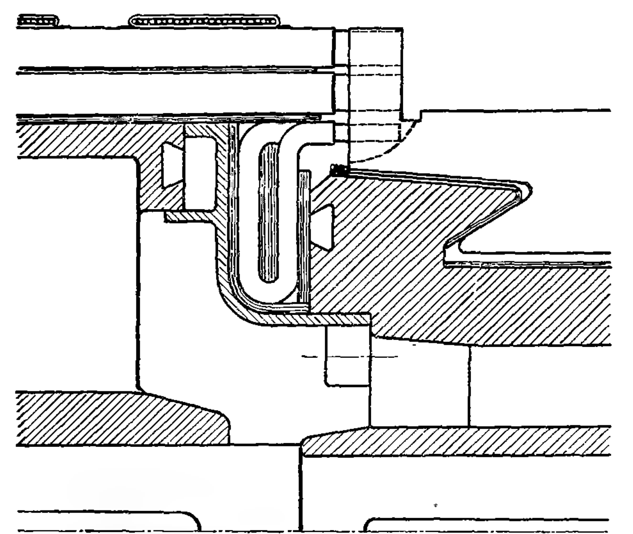


Рис. 8-9. Эвольвентное выполнение уравнительных соединений на коллекторе тяговой машины.

Рис. 8-10а. Уравнительные соединения, расположенные с наружного конца коллектора.

вого рода отличаются тем, что они соединяют эквипотенциальные точки обмотки, лежащие с той же стороны якоря. Их конструктивное оформление показано на рис. 8-9 и на рис. 8-10 а, б. На рис. 8-10в приведена фотография уравнительных соединений первого рода, расположенных на цилиндрической поверхности со стороны коллектора.

Выполняя рассматриваемую параллельную обмотку в виде волновой согласно рис. 8-11 с данными:

$$p = 2, \quad a = 2, \quad N_d = 22, \quad u = 1, \quad N_c = K = 22$$

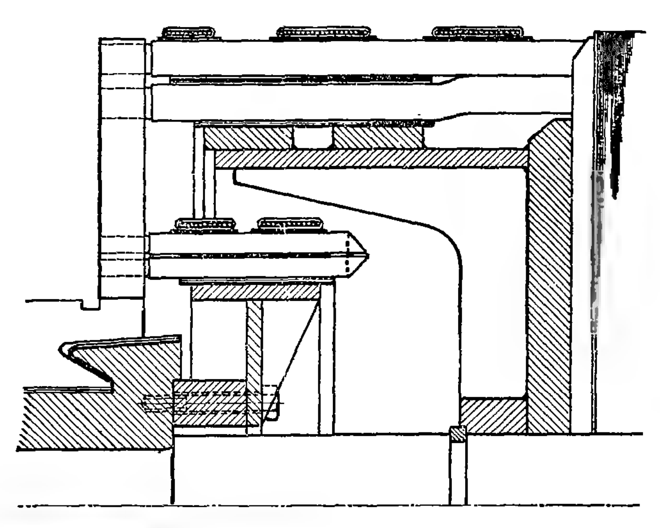


Рис. 8-10б. Уравнительные соединения, расположенные на цилиндрической поверхности с внутреннего конца коллектора.

и выбирая перекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом, находим шаг по коллектору

$$y_k = \frac{K + a}{p} = \frac{22 + 2}{2} = 12 \text{ пластин},$$

полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{22}{4} = 5{,}5 \text{ пластин}$$

и первый шаг по пазам

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазов},$$

которому соответствует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 12 - 5 = 7 \text{ секций}.$$

Для звезды векторов справедливо как и раньше:

$$P = \frac{N_d}{p} = 11\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{11}\,, \quad \alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{22}\,2 = \alpha'\,.$$

Потенциальный шаг будет

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{22}{2} = 11 \text{ пластин}.$$

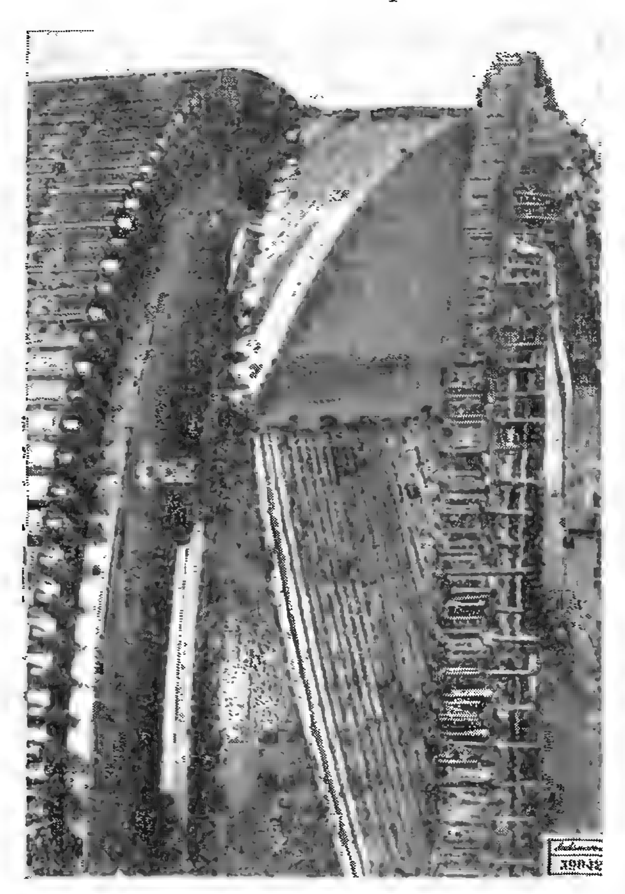


Рис. 8-10в. Уравнительные соединения первого рода, расположенные на цилиндрической поверхности со стороны коллектора (Сахсенверк).

Обмотка распадается на два замкнутых контура (рис. 8-11а). Первый контур, соответствующий одной паре ветвей, содержит нечетные пластины, второй же контур, принадлежащий второй паре ветвей, содержит четные пластины, причем потенциальные диаграммы (рис. 8-11б) обоих контуров совпадают. Оба контура можно связывать уравнительными соединениями первого рода, которые можно выполнить не на коллекторе, а с задней стороны машины. Эквипотенциальные точки в местах перегиба лобовых частей определяются из потенциального многоугольника, в котором помимо секционных напряжений показаны и электродвижущие силы отдельных активных сторон. Конструктивное выполнение уравнительных соединений первого рода, расположенных с задней стороны машины, различно, и зависит от размера машины и от числа соединений. На рис. 8-12 показана схема их выполнения для малых машин и на рис. 8-13 — схема для значительного числа соединений. Схема обмотки приведена на рис. 8-11в.

Рассматривая последовательность включения отдельных секций с уравнительными соединениями, обнаружим, что петлевая обмотка по рис. 8-8 превраща-

ется в результате выполнения уравнительных соединений по существу в волновую обмотку и волновая обмотка по рис. 8-11 приобретает характер петлевой обмотки. Так например, если у петлевой обмотки по схеме (рис. 8-8в) совершить

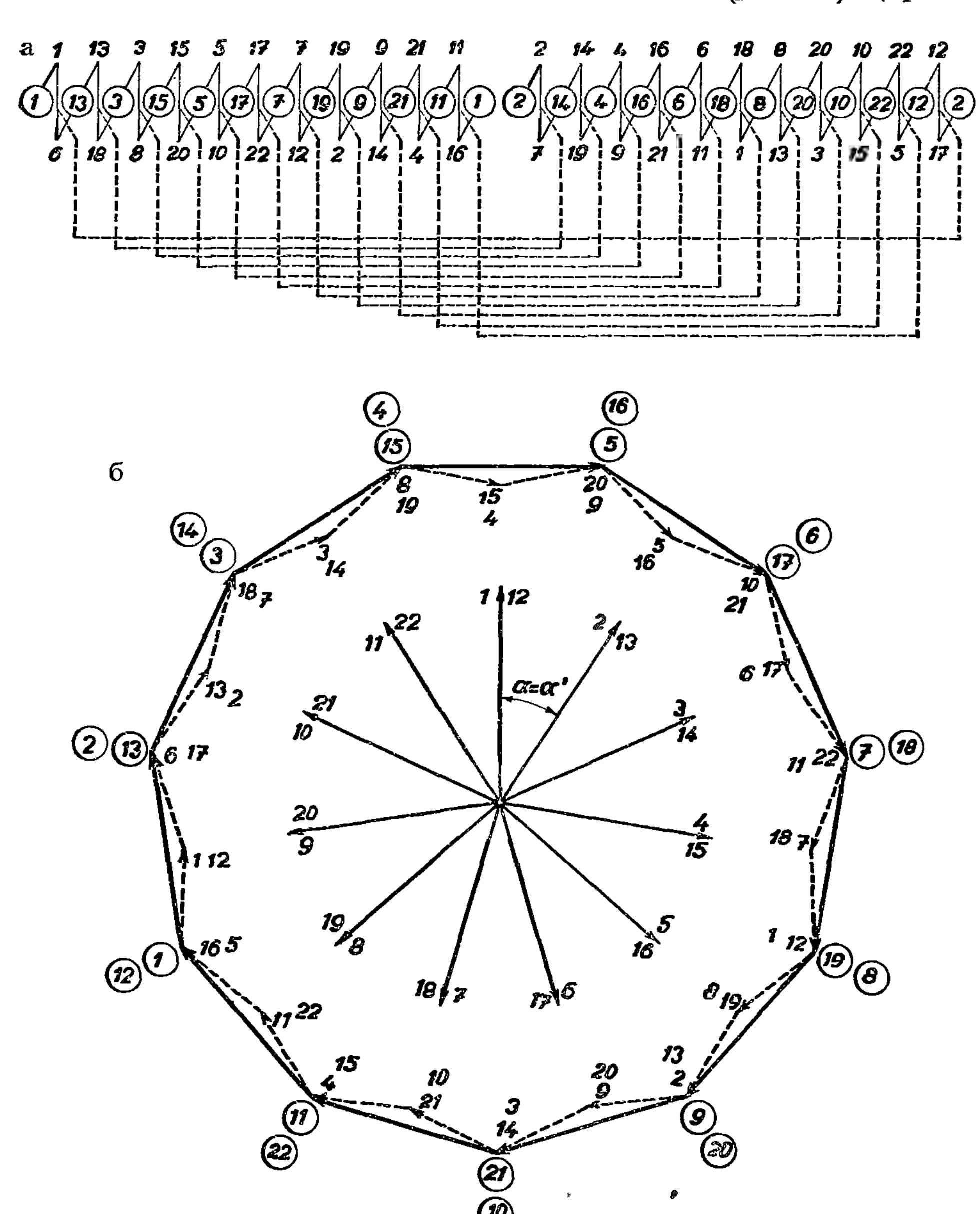


Рис. 8-11. Параллельная волновая обмотка с уравнительными соединениями первого рода, выполненными на задних лобовых частях обмотки; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 22$, $u = 1$, $N_c = K = 22$, $y_k = 12$, $Q = 5{,}5$, $y_{d1} = y_1 = 5$, $y_2 = 7$, $y_p = 11$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.

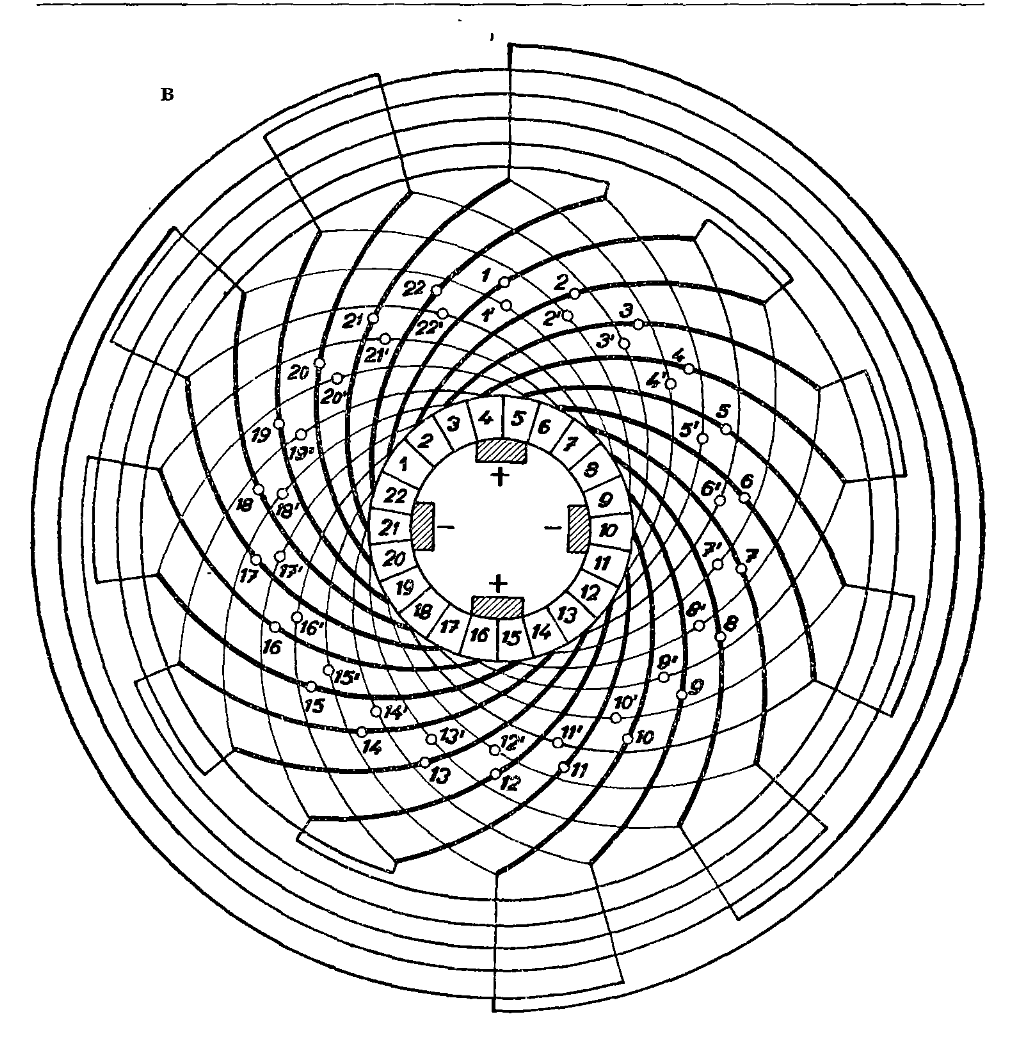


Рис. 8-11в.

переход от пластины *1* через секцию *1—6* к пластине *2*, затем через уравнительное соединение к пластине *13*, и оттуда далее через секции *13—18* и пластину *14* и обратно через уравнительное соединение к пластине *3* и т. д., то такой порядок следования соответствует по вспомогательной схеме (по рис. 8-11а) волновой обмотке. Аналогично обстоит дело у волновой обмотки, которая в результате выполнения уравнительных соединений переходит в петлевую обмотку.

Без уравнительных соединений правильное положение потенциальных многоугольников параллельных контуров было бы обеспечено щетками только в случае точного прилегания щеток к пластинам и равенства падений напряжений на коллекторе. Так как ширина щеток у волновых обмоток равна примерно двум или трем коллекторным делениям, то может случиться, что щетка будет

прилегать точно лишь к одной из пластин. Чтобы познакомиться с влиянием неправильного прилегания щеток, рассмотрим приведенную выше обмотку без уравнительных соединений и положим, что ширина щеток соответствует ширине двух пластин. При правильном расположении щеток их деление равно

$$\tau_k = \frac{K}{2p} = \frac{22}{4} = 5{,}5 \text{ пластинам}.$$

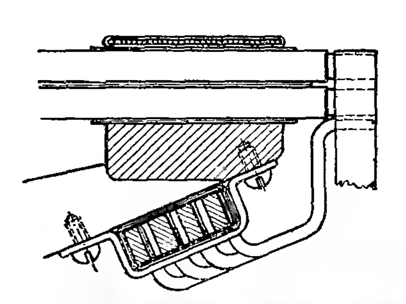


Рис. 8-12. Уравнительные соединения первого рода, прикрепленные планкой к опоре обмотки.

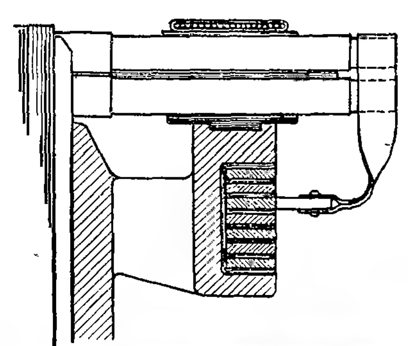


Рис. 8-13. Уравнительные соединения первого рода, выполненные в виде концентрических колец, расположенных с задней стороны якоря.

Рис. 8-14. Потенциальный многоугольник параллельной волновой обмотки, показанной на рис. 8-11, без уравнительных соединений, при плохо прилегающих щетках.

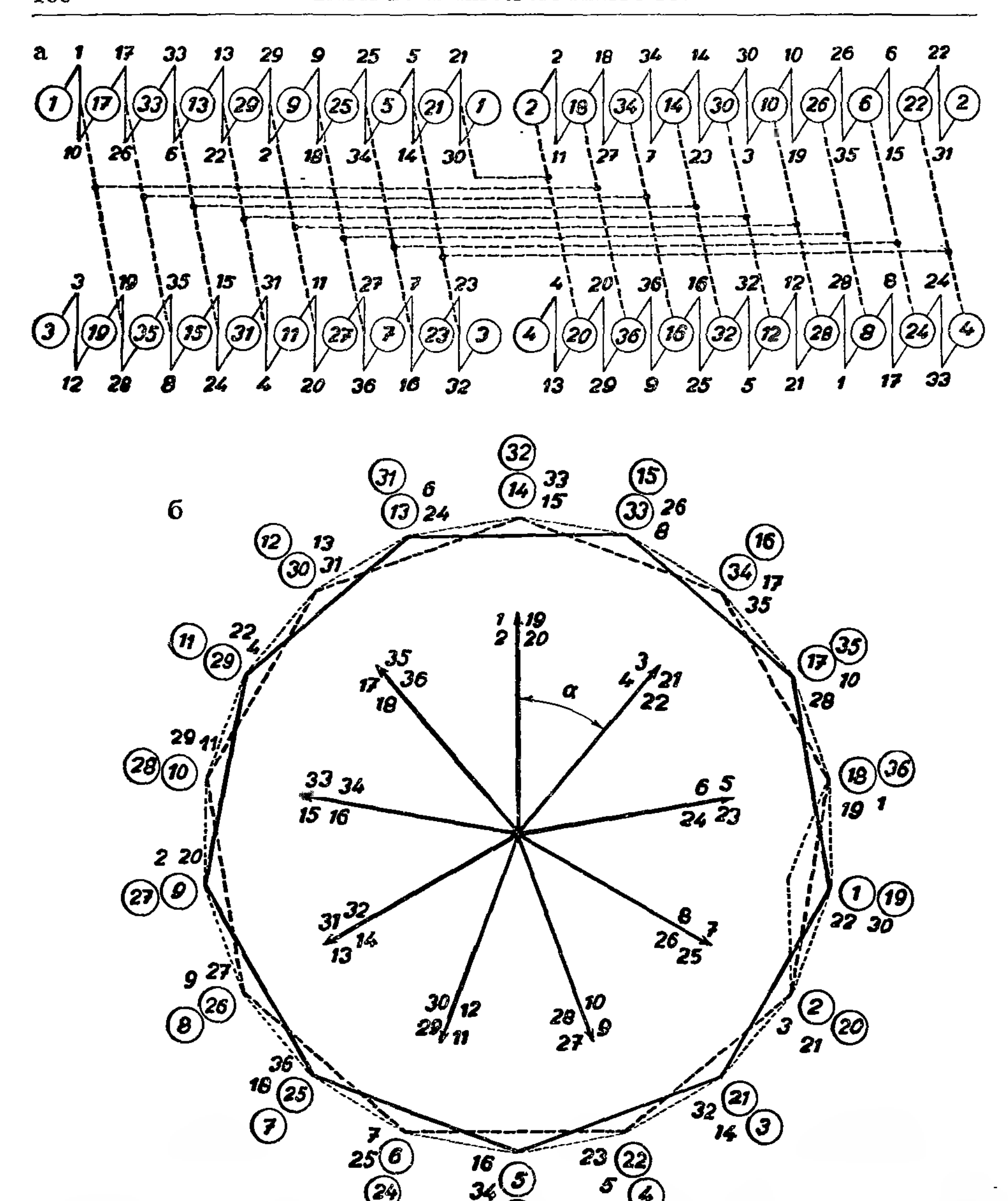
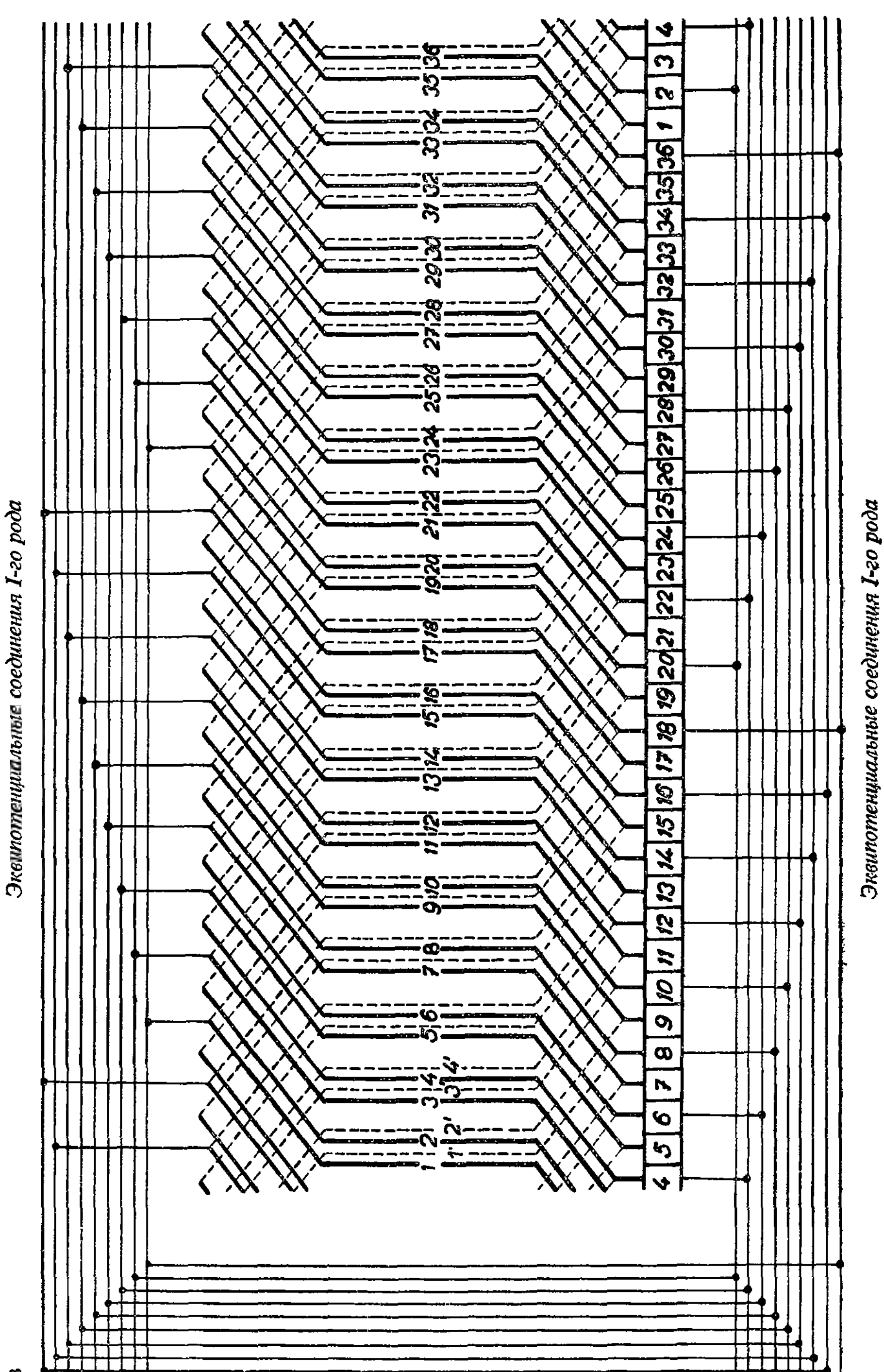


Рис. 8-15. Двойственная множественная параллельная волновая обмотка с уравнительными соединениями первого и второго рода; $p = 2$, $a = 4$, $N_д = 18$, $u = 2$, $N_c = K = 36$, $y_k = 16$, $Q = 4{,}5$, $y_{д_1} = 4{,}5$, $y_1 = 9$, $y_2 = 7$, $y_p = 18$, $P = 9$, $\alpha = \alpha'$.

В тот момент времени, когда щетка (рис. 8-11в) лежит на пластинах *4* и *5*, ось следующей щетки совпадает с осью пластины *10*, так как 4,5 + 5,5 = 10; третья щетка будет находиться на пластинах *15* и *16*, так как 10 + 5,5 = 15,5 и,


Эквипотенциальные соединения I-го рода
Эквипотенциальные соединения I-го рода
Эквипотенциальные соединения II-го рода
в

наконец, ось четвертой щетки совпадает с осью пластины *21*, так как 15,5 + + 5,5 = 21. Щетки на вертикальной оси лежат на пластинах *4, 5* и *15, 16*, щетки на горизонтальной оси на пластинах *10* и *21*. Предположим теперь, что с пластинами соприкасаются лишь щетки в горизонтальном положении. Если бы они располагались на пластинах *10* и *21* так, чтобы оси поверхностей их соприкосновения совпадали с осями указанных пластин, то многоугольники обеих пар ветвей были бы взаимно связаны посредством проводящего контакта щеток. Если, однако, такие щетки на пластинах располагаются неправильно, т. е. одна щетка соприкасается, например, с пластиной *9*, а другая щетка с пластиной *22*, то оба многоугольника имеют на пластинах *22* и *9* одинаковые напряжения, так что соответствующие вершины многоугольников совпадают (рис. 8-14). Так как между пластинами параллельных ветвей уравнительных соединений не имеется, то взаимное положение потенциальных диаграмм не связано и между пластинами параллельно включенных пар ветвей образуются значительные разности напряжений, как показано штриховой линией на рис. 8-14. В случае соприкосновения вертикальных щеток на вертикальной оси оба многоугольника хотя и приблизятся друг к другу, но их взаимное положение обусловливается совершенством проводящего контакта щеток с коллектором. В результате этого напряжение между эквипотенциальными пластинами колебалось бы, ток в якоре распределялся бы по отдельным ветвям весьма неравномерно и, кроме того, щетки нагружались бы значительными уравнительными токами, так что коммутация существенно ухудшилась бы. Поэтому для простых параллельных и множественных параллельных обмоток требуется выполнять уравнительные соединения, посредством которых замыкаются уравнительные токи в якоре. Уравнительные соединения способствуют помимо этого выравниванию разностей магнитных потоков главных полюсов.

г) УРАВНИТЕЛЬНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ ВТОРОГО РОДА

Кроме приведенных выше соединений первого рода иногда применяются также соединения второго рода, отличающиеся тем, что соединяют эквипотенциальные точки обмотки, расположенные с различных сторон якоря. В качестве примера приведем волновую двойственную множественную параллельную обмотку (рис. 8-15) со следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad N_d = 18, \quad u = 2, \quad N_c = K = uN_d = 36.$$

Рассмотрим неперекрещивающуюся обмотку с коллекторным шагом

$$y_k = \frac{K - a}{p} = \frac{36 - 4}{2} = 16 \text{ пластин}$$

и полюсным делением

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{18}{4} = 4{,}5 \text{ паза}.$$

Спроектируем обмотку в виде ступенчатой с полным шагом

$$y_{d_1} = Q = 4{,}5 \text{ паза},$$

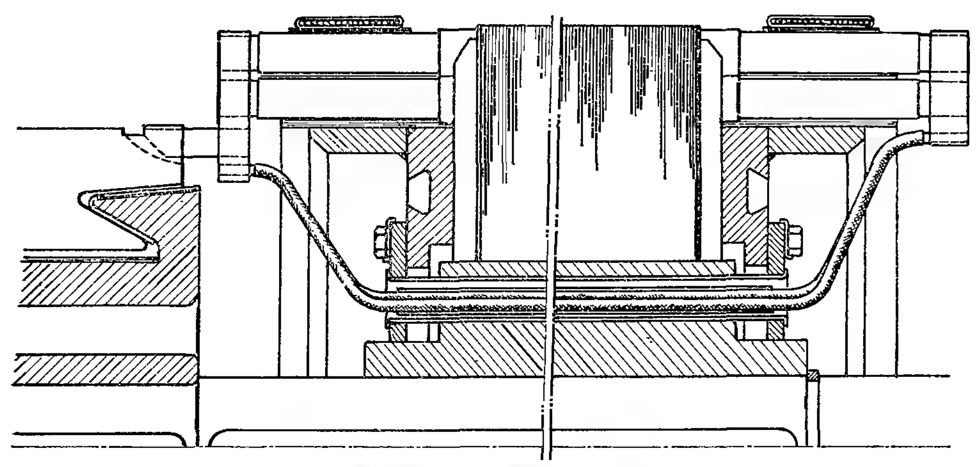


Рис. 8-16. Уравнительные соединения второго рода.

где первый секционный шаг

$$y_1 = uy_{d_1} = 2 \cdot 4{,}5 = 9 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 16 - 9 = 7 \text{ секций}.$$

Звезда векторов имеет

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{18}{2} = 9, \quad \alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{9}, \quad \alpha = \frac{360°}{N_d}p = \frac{360°}{18}2 = \alpha'.$$

Из вспомогательной схемы по рис. 8-15а видно, что обмотка распадается на четыре замкнутых контура, так как наибольший общий делитель числа пластин K и коллекторного шага y_k равен 4. Вычерчивая схему обмотки (рис. 8-15в) найдем, что два контура с нечетными пластинами состоят из более узких секций и два контура с четными пластинами из более широких секций. Напряжения обоих типов секций равны друг другу, так как укорочение шага узких секций равно удлинению шага широких секций (рис. 8-15б). Потенциальные многоугольники контуров с нечетными пластинами перекрывают друг друга; аналогично обстоит дело и у многоугольников контуров с четными пластинами. Многоугольники повернуты друг по отношению к другу на угол $\alpha/2$. Уравни-

тельными соединениями первого рода можно выравнять потенциал между точками секций одного и того же многоугольника. Потенциальный шаг этих точек равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{36}{2} = 18 \text{ пластинам.}$$

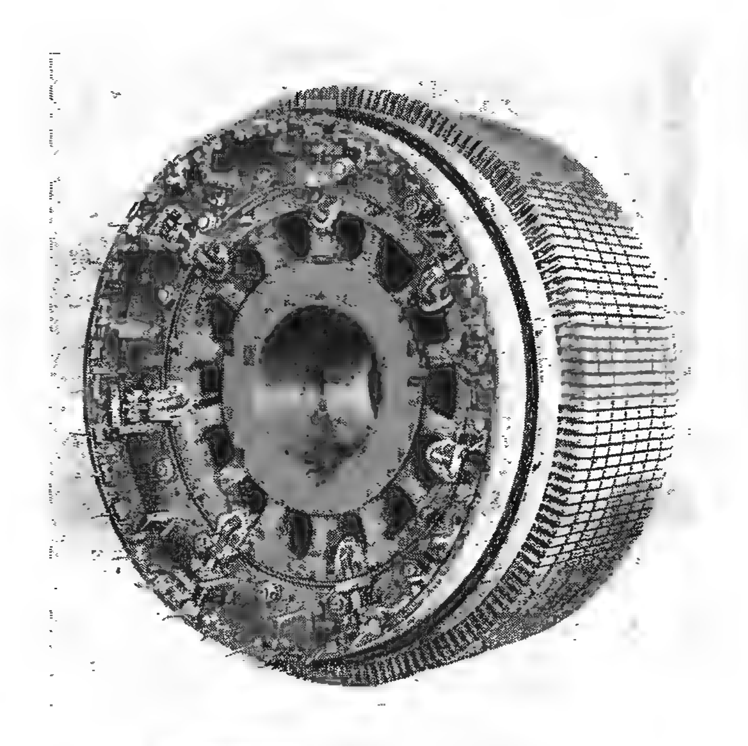


Рис. 8-17. Уравнительные соединения второго рода (Сахсенверк).

Взаимное положение обоих многоугольников, однако, взаимно не связано и если не принять других мер, то оно определяется лишь контактом щеток. Если, однако, рассмотреть напряжения отдельных активных сторон в потенциальной диаграмме (рис. 8-15б) более детально, то обнаружим, что например точка соприкосновения векторов активной стороны *1* и стороны *10*, соответствующей точке обмотки на задней лобовой части секции, имеет тот же потенциал, что и пластина *18* другого контура. Поэтому эти точки можно соединять посредством уравнительного соединения. В отличие от соединений первого рода такие соединения взаимно связывают точки обмотки, имеющие равный потенциал, но расположенные с разных сторон якоря. Такие соединения называем уравнительными соединениями второго рода. Аналогичные условия можно исследовать и у остальных секций, а именно так, что для каждой четной пластины найдем соответствующую эквипотенциальную точку на задней сто-

роне контуров с нечетными пластинами. Уравнительные соединения второго рода взаимно связывают оба многоугольника. В результате образуется правильный восемьнадцатиугольник, обозначенный на рис. 8-15б пунктиром. С конструктивной точки зрения является целесообразным уравнительные соединения первого рода у контуров, напр., с нечетными пластинами выполнять с задней стороны якоря, а у контуров с четными пластинами — с передней стороны в виде концентрических колец (см. рис. 8-15в). Кольца равного потенциала соединяем затем соединениями второго рода. Выполнение уравнительных соединений второго рода является в конструктивном отношении более сложным делом и зависит от общего выполнения якоря. На рис. 8-16 показан один способ выполнения соединений второго рода. Снимок подобного выполнения уравнительных соединений второго рода приведен на рис. 8-17. На рис. 8-18а, б также показаны уравнительные соединения второго рода. На рис. 8-18а показан вид с задней стороны машины, а на рис. 8-18б — с передней стороны.



Рис. 8-18а. Уравнительные соединения второго рода, вид с задней стороны машины (Сахсенверк).

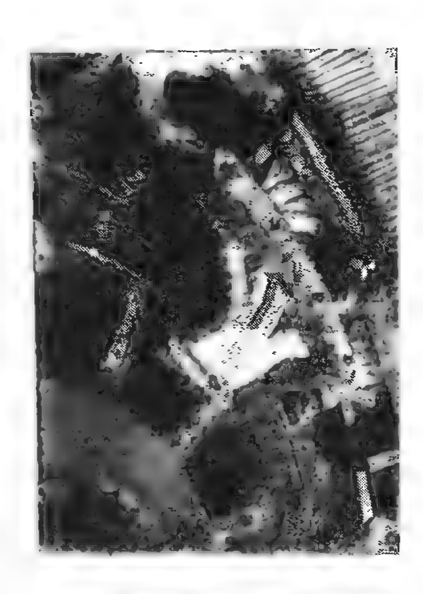


Рис. 8-18б. Уравнительные соединения второго рода, вид со стороны коллектора (Сахсенверк).

9. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ УРАВНИТЕЛЬНЫХ ОБМОТОК

Как указывалось в предыдущих параграфах, простые и множественные параллельные обмотки следует выполнять с уравнительными соединениями. Их назначением является обеспечение правильного распределения напряжения

по коллектору и выравнивание магнитной асимметрии машины. Проводящий материал соединений, однако, не активен и выполнение соединений связано зачастую с трудностями конструктивного порядка. Поэтому у быстроходных машин, у генераторов для электролиза, у машин крупных мощностей, у коллекторных машин переменного тока и т. п., вместо уравнительных соединений применяются уравнительные обмотки. Эти обмотки являются комбинацией двух составляющих обмоток, из которых одна — петлевая, и другая — волновая. Составляющие обмотки работают параллельно. Поэтому необходимо обеспечить совпадение их потенциальных многоугольников. Коллекторные шаги составляющих обмоток должны выбираться так, чтобы их сумма или разность равнялись эквипотенциальному шагу. Коллекторный шаг дается формулой (3-2):

$$y_k = \frac{\varepsilon K \pm a}{p} \text{ пластин},$$

где ε — целое число, равное обычно $\varepsilon = -1, 0, +1$. Знак $(+)$ означает, что обмотка обходит по направлению нумерации секций, знак $(-)$ — в противоположном направлении. Рассмотрим различные случаи составляющих обмоток.

а) СОСТАВЛЯЮЩИЕ ОБМОТКИ С ПРОТИВОПОЛОЖНЫМИ НАПРАВЛЕНИЯМИ ОБХОДА

Пусть будет направление обхода первой обмотки совпадать с направлением нумерации секций, так что коллекторный шаг

$$y'_k = \frac{\varepsilon' K + a}{p}.$$

Вторая обмотка обходит противоположно нумерации секций, ее коллекторный шаг соответствует

$$y''_k = \frac{\varepsilon'' K - a}{p}.$$

Сумма этих шагов

$$y'_k + y''_k = (\varepsilon' + \varepsilon'')\frac{K}{p}.$$

Эквипотенциальный шаг простых и множественных параллельных обмоток дается по формуле

$$y_p = \frac{K}{p}.$$

Так как сумма коллекторных шагов составляющих обмоток должна соответ-

ствовать потенциальному шагу, то необходимо обеспечить выполнение условия

$$\varepsilon' + \varepsilon'' = 1 . \tag{9-1}$$

Потенциальный шаг параллельно-последовательных обмоток определяется по формуле

$$y_p = \frac{p}{a}\frac{K}{p} = \frac{K}{a} \text{ пластин},$$

откуда следует, что для этих обмоток должно быть

$$\varepsilon' + \varepsilon'' = \frac{p}{a}. \tag{9-2}$$

б) СОСТАВЛЯЮЩИЕ ОБМОТКИ С СОВПАДАЮЩИМИ НАПРАВЛЕНИЯМИ ОБХОДА

Здесь имеются две возможности. В первом случае коллекторный шаг первой составляющей обмотки равен

$$y'_k = \frac{\varepsilon' K + a}{p}$$

и второй составляющей обмотки

$$y''_k = \frac{\varepsilon'' K + a}{p}.$$

Во втором случае коллекторный шаг первой составляющей обмотки

$$y'_k = \frac{\varepsilon' K - a}{p}$$

и второй

$$y''_k = \frac{\varepsilon'' K - a}{p}.$$

Если вычесть коллекторный шаг второй обмотки из первой, то в обоих случаях получим

$$y'_k - y''_k = (\varepsilon' - \varepsilon'')\frac{K}{p}.$$

Для того, чтобы эта разность равнялась эквипотенциальному шагу, должно быть

$$\varepsilon' - \varepsilon'' = 1 \tag{9-3}$$

для составляющих простых и множественных параллельных обмоток с совпадающими направлениями обходов, и

$$\varepsilon' - \varepsilon'' = \frac{p}{n} \tag{9-4}$$

для обмоток параллельно-последовательных.

К приведенным выше условиям необходимо добавить еще условия, касающиеся шагов по пазам. Рассмотрим сначала обмотки с противоположными направлениями обхода, для которых справедливы соотношения

$$y_k' = y_1' + y_2' = \frac{\varepsilon' K \pm a}{p},$$

$$y_k'' = y_1'' + y_2'' = \frac{\varepsilon'' K \mp a}{p}.$$

Разделим эти уравнения на число секций в пазу u, получим

$$y_{d_1}'' + y_{d_2}' = \frac{\varepsilon' K \pm a}{up},$$

$$y_{d_1}'' + y_{d_2}'' = \frac{\varepsilon'' K \mp a}{up}.$$

Складывая эти уравнения, найдем

$$y_{d_1}' + y_{d_2}' + y_{d_1}'' + y_{d_2}'' = (\varepsilon' + \varepsilon'') \frac{K}{up},$$

а так как $K/u = N_d$, то

$$\frac{K}{up} = \frac{N_d}{p} = 2Q, \tag{9-5}$$

так что для пазовых шагов обмоток с противоположными направлениями обхода справедливо в общем случае соотношение

$$y_{d_1}' + y_{d_2}' + y_{d_1}'' + y_{d_2}'' = 2(\varepsilon' + \varepsilon'')\, Q. \tag{9-6}$$

Положим, что

$$y_{d_1}' + y_{d_2}' = y_d', \quad y_{d_1}'' + y_{d_2}'' = y_d''.$$

Для простой и множественной параллельной обмотки имеем согласно уравнению (9-1):

$$(\varepsilon' + \varepsilon'') = 1;$$

обозначим

$$\frac{N_d}{p} = 2Q = y_{d_p},$$

где y_{d_p} – потенциальный шаг, выраженный числом пазов. Тогда уравнение (9-6) примет вид

$$y'_d + y''_d = y_{d_p}. \tag{9-6'}$$

Для паралеллельно-последовательной обмотки согласно уравнению (9-2) имеем:

$$(\varepsilon' + \varepsilon'') = \frac{p}{a}.$$

Обозначим

$$\frac{N_d}{p}\frac{p}{a} = 2Q\frac{p}{a} = y'_{dp},$$

где y'_{d_p} – потенциальный шаг параллельно-последовательной обмотки, выраженный числом пазов. Тогда уравнение (9-6) можно переписать в виде

$$y'_d + y''_d = y'_{d_p}. \tag{9-6''}$$

Для обмоток с совпадающими направлениями обхода справедливы аналогичные соотношения:

$$y'_k = y'_1 + y'_2 = \frac{\varepsilon' K \pm a}{p},$$

$$y''_k = y''_1 + y''_2 = \frac{\varepsilon'' K \pm a}{p}.$$

Разделим эти уравнения опять же на величину u и получим

$$y'_{d_1} + y'_{d_2} = \frac{\varepsilon' K \pm a}{up},$$

$$y''_{d_1} + y''_{d_2} = \frac{\varepsilon'' K \pm a}{up}.$$

В результате вычитания получим

$$(y'_{d_1} + y'_{d_2}) - (y''_{d_1} + y''_{d_2}) = (\varepsilon' - \varepsilon'')\frac{K}{up}.$$

Пользуясь уравнением (9-5), получим для комбинированных обмоток с совпадающими направлениями обхода следующее выражение:

$$(y'_{d_1} + y'_{d_2}) - (y''_{d_1} + y''_{d_2}) = 2(\varepsilon' - \varepsilon'')\,Q. \tag{9-7}$$

Для простых и многократных множественных праллельных обмоток справедливо условие (9-3), согласно которому $\varepsilon' - \varepsilon'' = 1$, так что в этом случае уравнение (9-7) примет вид

$$y'_d - y''_d = y_{d_p} \text{ пазов}. \tag{9-7'}$$

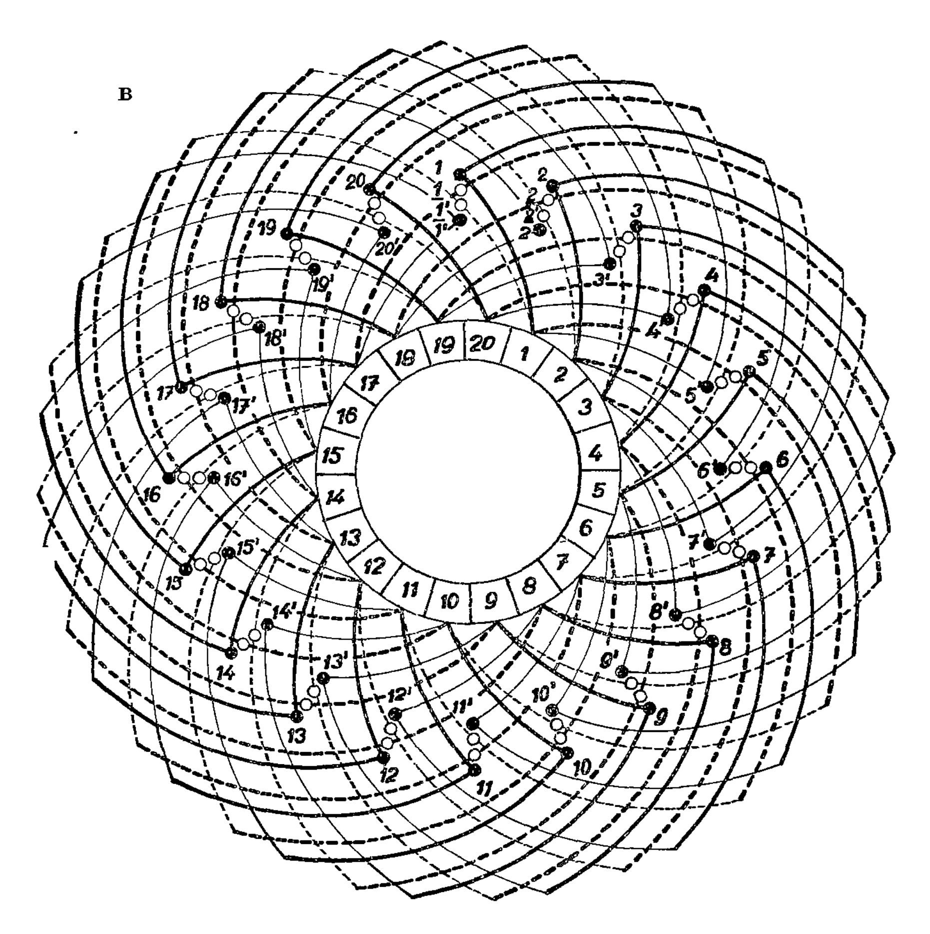


б

Первоначальные номера пластин волновой обмотки

$\alpha = \alpha'$

Рис. 9-1. Комбинированная обмотка Латура; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 20$, $u = 1$, $N_c = K = 20$, $Q = 5$, $y_p = 10$, $P = 10$, $y'_k = 1$, $yd'_1 = y'_1 = 5$, $y'_2 = -4$, $y''_k = 9$, $yd''_1 = y''_1 = 5$, $y_2 = 4$.



В случае параллельно-последовательной обмотки согласно уравнению (9-4) будет $\varepsilon' - \varepsilon'' = p/a$, так что уравнение (9-7) примет вид

$$y'_d - y''_d = y'_{d_p} \text{ пазов}. \tag{9-7″}$$

Первые шаги по пазам y'_{d_1}, y''_{d_1} составляющих обмоток приближаются к полюсному делению (или нечетному числу полюсных делений). Их следует подбирать так, чтобы многоугольники обеих составляющих обмоток перекрывались, т. е. чтобы напряжения соответствующих секций имели те же амплитуды и фазы.

У обмоток с противоположными направлениями обхода обычно бывает

$$y'_{d_1} + y''_{d_1} = 2(\varepsilon' + \varepsilon'')\,Q \text{ пазов}, \tag{9-8}$$

так что сумма вторых шагов по пазам дает

$$y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0 \text{ пазов}.$$

Далее рассмотрим примеры некоторых уравнительных простых параллельных обмоток. Уравнительные множественные параллельные и параллельно-последовательные обмотки рассмотрим ниже в параграфах *18* и *19* настоящей главы.

Сначала рассмотрим уравнительную параллельную обмотку Латура с составляющими обмотками с противоположными направлениями обхода.

Для обмоток с противоположными направлениями обхода согласно (9-1) имеем:

$$\varepsilon' + \varepsilon'' = 1\,.$$

Это условие выполнено при

$$\varepsilon' = 0 \quad \text{и} \quad \varepsilon'' = 1 \quad \text{или} \quad \varepsilon' = 1 \quad \text{и} \quad \varepsilon'' = 0\,.$$

В первом варианте коллекторный шаг первой исходной обмотки будет

$$y_k' = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}$$

и обмотка будет петлевой, неперекрещивающейся.

Коллекторный шаг второй составляющей обмотки будет

$$y_k'' = \frac{K - a}{p} \text{ пластин}$$

и обмотка будет волновой, неперекрещивающейся. Необходимо учесть, что у каждой из обеих составляющих обмоток имеется a пар параллельных ветвей, так что у комбинированной обмотки будет 2а пар параллельных ветвей. Мы, однако, рассматриваем эту обмотку как состоящую из a пар параллельных ветвей, причем каждый проводник состоит из двух параллельных элементарных проводников, из которых один укладывается петлеобразно и другой — волнообразно.

В качестве примера приводим анализ параллельной уравнительной обмотки с четным числом пазов на пару полюсов, данные которой следующие:

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 20\,, \quad u = 1\,, \quad N_c = K = 20\,. \qquad \text{(рис. 9-1)}$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{20}{4} = 5 \text{ пазов}\,.$$

Первая составляющая обмотка будет петлевой, неперекрещивающейся, с коллекторным шагом

$$y_k' = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}$$

и с первым полным шагом по пазам

$$y'_{d_1} = Q = 5 \text{ пазов}.$$

Первый секционный шаг

$$y'_1 = u y'_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y'_2 = y'_k - y'_1 = 1 - 5 = -4 \text{ секции}.$$

Вторая составляющая обмотка будет волновой, неперекрещивающейся с коллекторным шагом

$$y''_k = \frac{K - a}{p} = \frac{20 - 2}{2} = 9 \text{ пластин}.$$

Для первых шагов по пазам примем

$$y'_{d_1} + y''_{d_1} = 2Q,$$

так что согласно уравнению (9-8) будет

$$y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0$$

и первый секционный шаг волновой обмотки будет

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = 10 - 5 = 5 \text{ секций},$$

т. е. у волновой обмотки будет также полный шаг. В таком случае первый секционный шаг будет

$$y''_1 = u y''_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y''_2 = y''_k - y''_1 = 9 - 5 = 4 \text{ секции}.$$

Звезда векторов для обеих составляющих обмоток удовлетворяет следующим условиям:

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{20}{2} = 10, \quad \alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{10}, \quad \alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{20} 2 = \alpha',$$

причем эквипотенциальный шаг пластин

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{20}{2} = 10 \text{ пластин}$$

и сумма коллекторных шагов составляющих обмоток выполняет условие

$$\sum y_k = y'_k + y''_k = 1 + 9 = 10 \text{ пластин}.$$

В каждом пазу расположены четыре элементарных проводника, два из которых принадлежат петлевой, и два — волновой обмотке (рис. 9-2). Петлевую обмотку поместим, например, в верхнее и нижнее положения, обозначенные на рис. 9-2 номерами *1* и *1'*, и волновую обмотку в средние положения, обозначенные через *1* и *1'*. Проводники, обозначенные неподчеркнутыми номерами без штриха, соответствуют передним сторонам петлевой обмотки, стороны же секций, обозначенные неподчеркнутыми номерами со штрихом, относятся к задним сторонам петлевой обмотки. Расположение петлевой и волновой обмоток в пазу может выполняться по мере надобности по-разному.

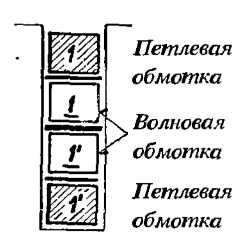


Рис. 9-2. Расположение сторон обмотки Латура в пазу и их обозначение.

Подчеркнутые номера относятся к волновой обмотке, причем стороны без штриха — передние стороны, и со штрихом — задние. Вспомогательные схемы обеих составляющих обмоток представлены обычным способом на рис. 9-1а. Так как коллекторные пластины являются общими дляобеих обмоток, то необходимо взаимно приспособить нумерацию пластин составляющих обмоток. Если, например, не менять нумерацию пластин петлевой обмотки, то необходимо вновь пронумеровать пластины волновой обмотки. Изменение нумерации можно произвести по потенциальному многоугольнику (рис. 9-1б), в котором отмечены и напряжения отдельных активных сторон. Многоугольники напряжений обеих обмоток перекрываются, а также положения эквипотенциальных

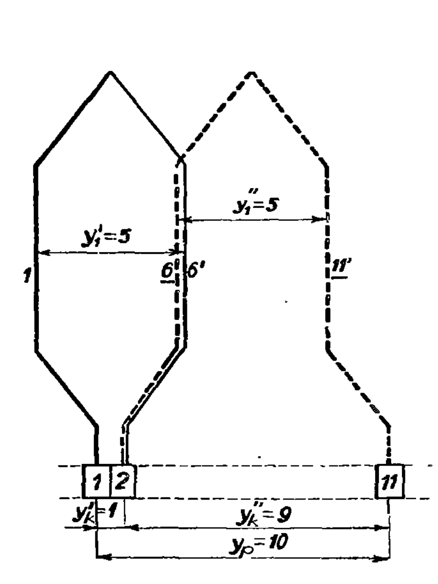


Рис. 9-3. Схема двух сопряженных секций обмотки Латура.

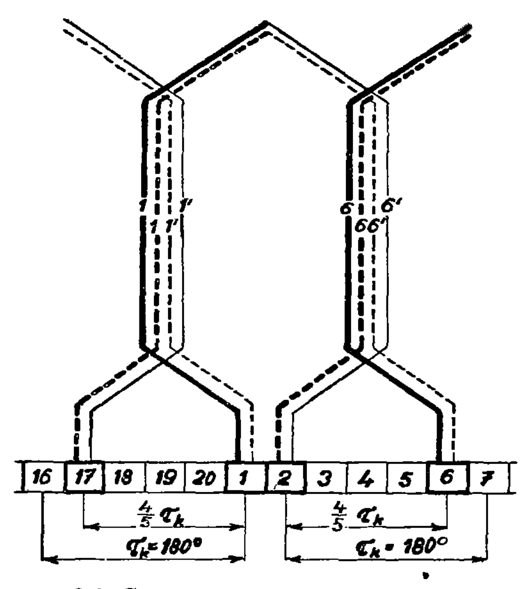


Рис. 9-4. Схема соединения активных сторон в общих пазах.

пластин совпадают. Согласно этому можно приспособить нумерацию одной из составляющих обмоток, например, волновой обмотки, нумерации петлевой обмотки. Более удобный способ изменения нумерации пластин заключается в графическом изборажении, например, первой петлевой секции со сторонами *1—6*, где передняя сторона 1 подсоединена к пластине *1*, а задняя сторона *6'* — к пластине *2* (рис. 9-3). К ней подключаем волновую секцию со сторонами *6—11'*, причем передняя сторона 6 соединяется с пластиной *2*, а задняя сторона *11'* с пластиной $2 + y''_k = 2 + 9 = 11$, т. е. с одиннадцатой пластиной. Этим выполняется условие $y'_k + y''_k = 1 + 9 = 10 = y_r$.

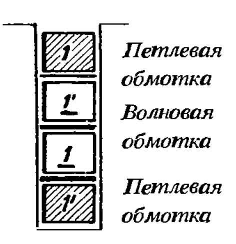


Рис. 9-5. Расположение сторон обмотки Латура в пазу согласно Климы.

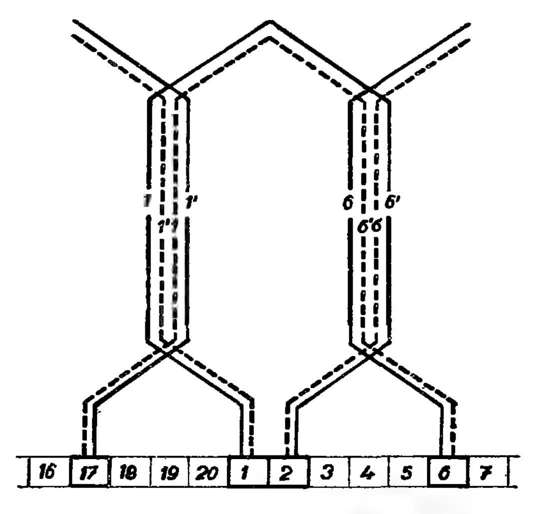


Рис. 9-6. Схема соединения активных сторон в общих пазах.

Если известно новое обозначение одной пластины волновой обмотки, то во вспомогательной схеме (рис. 9-1а) можно определить номера остальных пластин. Это можно сделать либо путем последовательного прибавления коллекторного шага $y''_k = 9$ в волновой обмотке, или путем определения разности между номерами первоначальной и новой нумерации для одной из пластин, с последующим вычитанием этой разности из первоначальных номеров пластин обмотки, у которой производится перенумерация.

Если ближе рассмотреть вспомогательную схему волновой обмотки (рис. 9-1а), то обнаружим, что новые номера пластин совпадают с номерами задних сторон секций, которые к ним подсоединены, так что при перенумерации пластин волновой обмотки можно уже прямо писать новые номера пластин. Так можно поступать лишь в том случае, если $y'_{d_1} + y''_{d_1} = 2Q$ и $y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0$. Если наоборот оставить первоначальную нумерацию пластин волновой обмотки и приспособлять обозначение пластин петлевой обмотки, то аналогичное правило применимо и для петлевой обмотки.

Из схемы (рис. 9-1в) или из рис. 9-4 обнаруживается, что между проводниками смежных слоев в пазу действует почти полное напряжение машины, так как соответствующие коллекторные пластины сдвинуты по коллектору почти на

полюсное деление. Поэтому необходимо изолировать их друг от друга на полное напряжение. Если, однако, переместить средние проводники в пазу, соответствующие волновой обмотке, как показано на рис. 9-5, то напряжение между вторым и третим положением сохраняется полным, в то время как напряжение между первым и вторым положением и между третим и четвертым положением практически исчезает (рис. 9-6). На этой идее основано изобретение Климы.

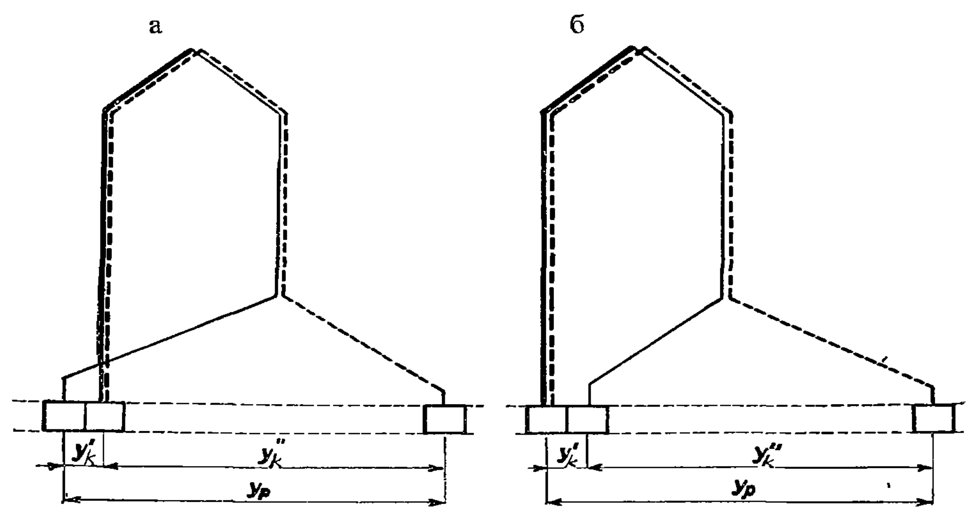


Рис. 9-7. Иное выполнение секций обмотки Латура.

Форму секций обмотки Латура можно также видоизменить согласно рис. 9-7а, б. Обмотку, имеющую четное число пазов на пару полюсов можно спроектировать также с шагами по пазам

$$y'_{d_1} = y''_{d_1} = Q - 1\,,$$

так что согласно уравнению (9-6) получим

$$y'_{d_2} + y''_{d_2} = 2\,,$$

или

$$y'_{d_1} = Q \mp 1\,,$$

$$y''_{d_1} = Q \pm 1$$

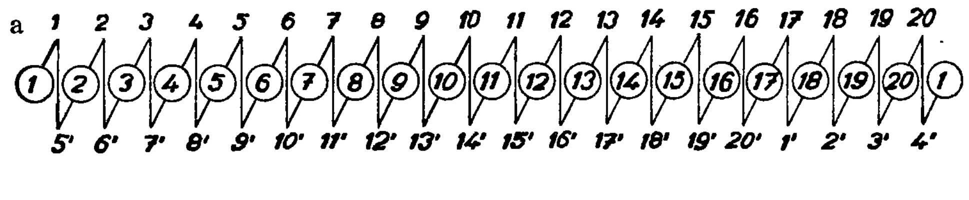
и

$$y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0\,.$$

Рассмотрим обмотку (рис. 9-8), приведенную уже ранее, с данными

$$p = 2\,,\quad a = 2\,,\quad N_a = 20\,,\quad u = 1\,,\quad N_c = K = 20\,,\quad Q = 5\,,$$

$$P = 2Q = 10\,,\quad \alpha = \alpha'\,,\quad y'_k = 1\,,\quad y''_k = 9$$



б

Рис. 9-8. Уравнительная обмотка Латура; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 20$, $u = 1$, $N_c = K = 20$, $Q = 5$, $P = 10$, $y'_k = 1$, $y'_{d_1} = y_1 = 4$, $y'_{d_2} = y'_2 = -3$, $y''_k = 9$, $y''_{d_1} = y''_1 = 4$, $y''_{d_2} = y''_2 = 5$.

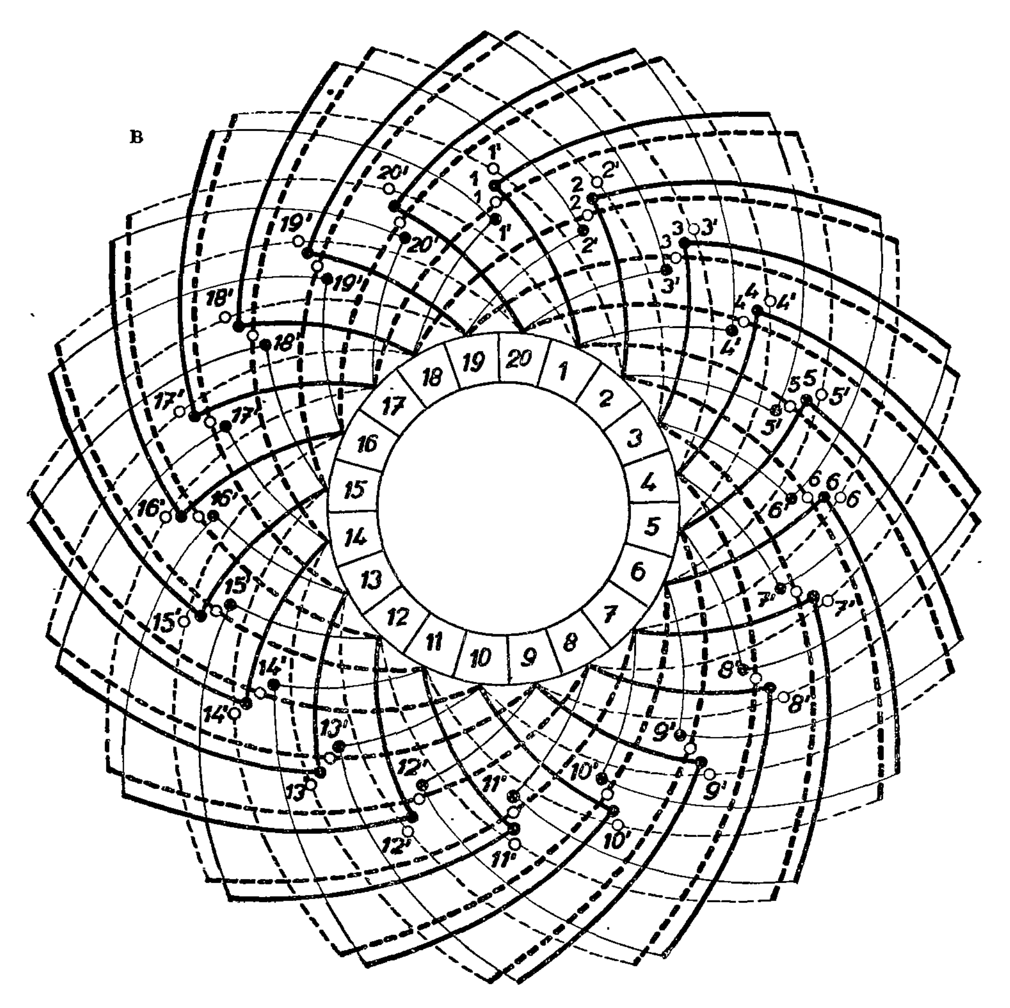


Рис. 9-8в.

и со следующими шагами по пазам:

$$y'_{d_1} = y''_{d_1} = Q - 1 = 4 \text{ паза},$$

$$y'_{d_2} + y''_{d_2} = 2 \text{ паза}.$$

Первые секционные шаги будут

$$y'_1 = y''_1 = 4 \text{ секции}$$

и вторые секционные шаги

$$y'_2 = y'_k - y'_1 = -3 \text{ секции},$$

$$y''_2 = y''_k - y''_1 = 9 - 4 = 5 \text{ секций}.$$

Вторые шаги по пазам:

$$y'_{d_2} = \frac{y'_2}{u} = -3,$$

$$y''_{d_2} = \frac{y''_2}{u} = 5.$$

Рис. 9-9. Схема двух сопряженных секций петлевой и волновой обмотки Латура для $y'_{d_1} + y''_{d_1} = 2Q - 2$.

Сумма шагов по пазам:

$$y'_{d_1} + y''_{d_1} + y'_{d_2} + y''_{d_2} = 4 + 4 - 3 + 5 = 10\ (=2Q),$$

так что условие (9-5) выполнено.

Вспомогательная схема представлена на рис. 9-8а, потенциальный многоугольник — на рис. 9-8б. Перенумерацию пластин волновой обмотки выполним либо на основании потенциального многоугольника, либо согласно рис. 9-9, из которого видно, что новые номера пластин соответствуют на единицу увеличенным номерам задних сторон, подсоединенных к пластинам. Такой метод можно применить у всех обмоток Латура, вторые шаги по пазам которых отвечают условию

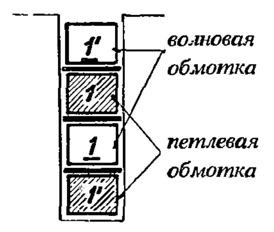


Рис. 9-10. Расположение сторон обмотки Латура в пазу.

$$y'_{d_2} + y''_{d_2} = 2.$$

Что касается выполнения лобовых соединений, то элементарные проводники следует располагать в пазу согласно рис. 9-10. Между проводниками верхнего

а

б

Рис. 9-11. Уравнительная обмотка Латура; $p = 2$, $a = 2$, $N_a = 20$, $u = 1$, $N_c = K = 20$, $Q = 5$, $P = 10$, $\alpha = \alpha'$, $y'_k = 1$, $y'_{a_1} = y'_1 = 4$, $y'_2 = -3$, $y''_k = 9$, $y''_{a_1} = y''_1 = 6$, $y''_2 = 3$.

и нижнего слоя действует почти полное напряжение машины, и напряжение между элементарными проводниками внутри отдельных слоев равно напряжению между пластинами (напряжению одной секции). Схема обмотки приведена на рис. 9-8в.

Принимая пазовые шаги

$$y'_{d_1} = Q - 1\,, \quad y''_{d_1} = Q + 1\,, \quad y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0$$

для рассмотренной выше обмотки

$$p = 2\,, \quad a = 2, \quad N_d = 20\,, \quad u = 1\,, \quad N_c = K = 20\,, \quad Q = 5\,,$$

$$y'_k = 1\,, \quad y''_k = 9\,, \quad P = 10$$

можно сделать следующие выводы (см. рис. 9-11):

Первый шаг по пазам у петлевой обмотки будет

$$y'_{d_1} = Q - 1 = 4 \text{ паза}\,,$$

чему соответствуют секционные шаги

$$y'_1 = u y'_{d_1} = 4 \text{ секции}$$

и

$$y'_2 = y'_k - y'_1 = 1 - 4 = -3\,.$$

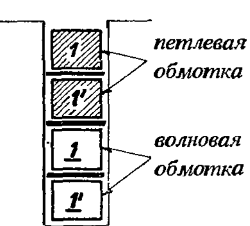
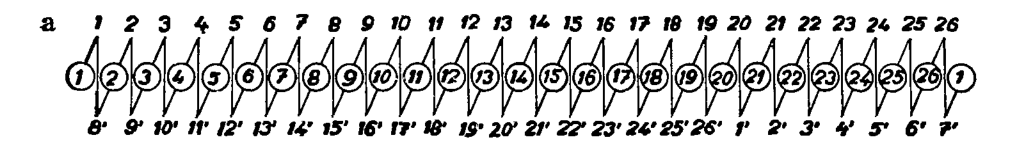


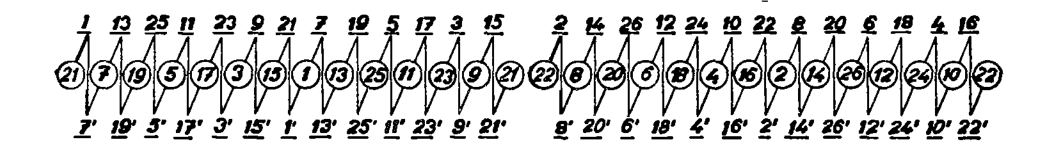
Рис. 9-12. Расположение проводников в пазу.

Первый шаг по пазам волновой обмотки будет

$$y''_{d_1} = Q + 1 = 6 \text{ пазов}$$

а





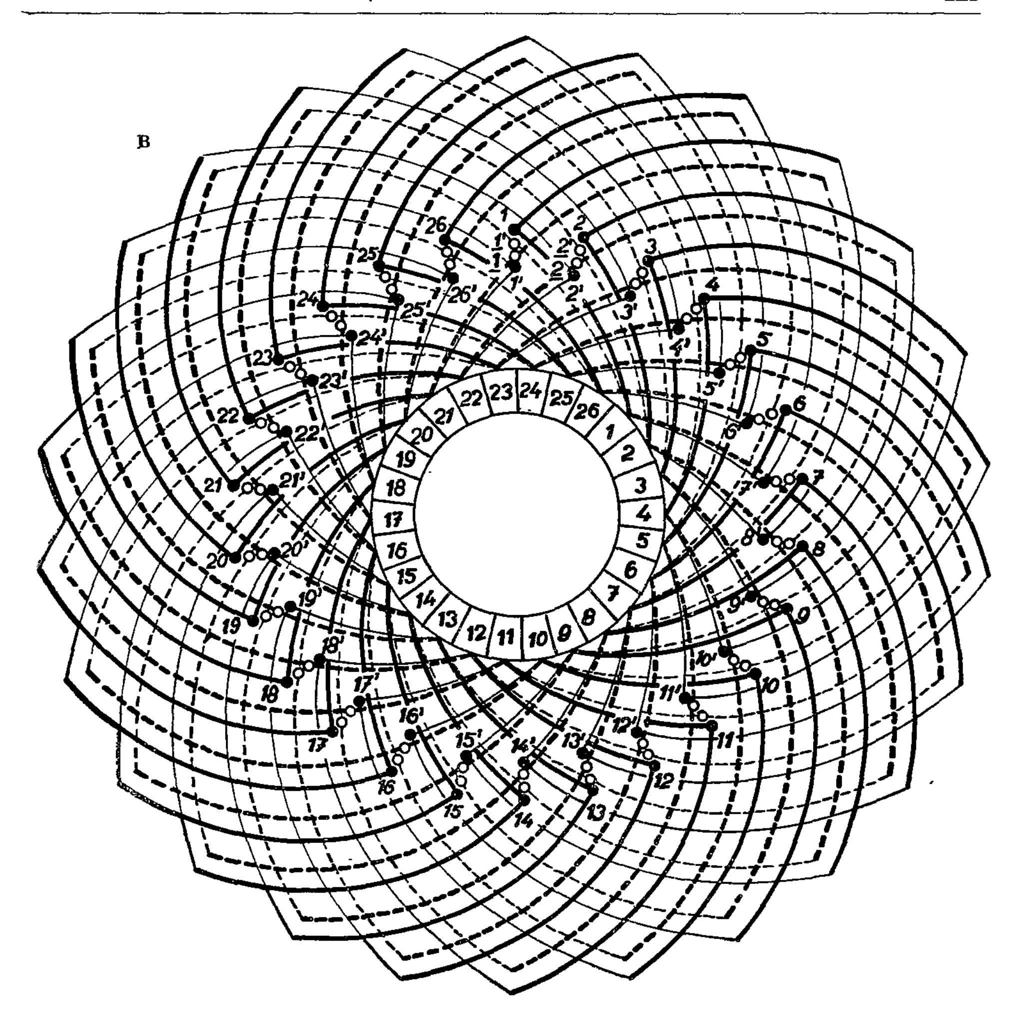
б

Рис. 9-13. Уравнительная обмотка Латура с нечетным числом пазов на пару полюсов; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 26$, $u = 1$, $N_c = K = 26$, $Q = 6{,}5$, $P = 13$, $y'_k = 1$, $y'_{d_1} = y'_1 = 7$, $y'_2 = -6$, $y''_k = 12$, $y''_{d_1} = y''_1 = 6$, $y''_2 = 6$.

и соответствующие секционные шаги

$$y''_1 = u y''_{d_1} = 6 \text{ секций}$$

$$y''_2 = y''_k - y''_1 = 9 - 6 = 3 \text{ секции}.$$



Вспомогательная схема петлевой обмотки, приведенная на рис. 9-11а, не отличается от рис. 9-8а. Схему волновой обмотки построим так, что сначала определим номера передних и задних сторон. Новые номера пластин будут совпадать с номерами задних сторон, так как сумма вторых шагов по пазам равна нулю. Расположение элементарных проводников в пазах показано на рис. 9-12 и в схеме (рис. 9-11в), из которой видно, что напряжение между вторым и третим положением в пазу практически равно нулю, в то время как напряжения между первым и вторым, также как и между третим и четвертым положением равны полному напряжению.

Рассмотрим уравнительную обмотку Латура с нечетным числом пазов на пару полюсов (рис. 9-13), данные которой следующие:

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 26\,, \quad u = 1\,, \quad N_c = K = 26\,,$$

так что полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{26}{4} = 6{,}5 \text{ паза}.$$

Первая составляющая обмотка — петлевая неперекрещивающаяся обмотка с коллекторным шагом

$$y'_k = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}.$$

Шаги по пазам положим равными

$$y'_{d_1} = Q + 0{,}5\,, \quad y''_{d_1} = Q - 0{,}5\,, \quad y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0\,.$$

Первый шаг по пазам у петлевой обмотки будет, следовательно, удлиненным на половину пазового деления

$$y'_{d_1} = Q + 0{,}5 = 7 \text{ пазов},$$

так что первый секционный шаг

$$y'_1 = uy'_{d_1} = 7 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y'_2 = y'_k - y'_1 = 1 - 7 = -6 \text{ секций}.$$

Вторая составляющая обмотка выполняется в виде волновой, неперекрещивающейся, с коллекторным шагом

$$y''_k = \frac{K - a}{p} = \frac{26 - 2}{2} = 12 \text{ пластин}$$

и первым шагом по пазам

$$y''_{d_1} = Q - 0{,}5 = 6 \text{ пазов},$$

укороченным на половину пазового деления.

Соответствующие секционные шаги будут:

первый $\quad y''_1 = uy''_{d_1} = 6 \text{ секций},$

второй $\quad y''_2 = y''_k - y''_1 = 12 - 6 = 6 \text{ секций}.$

Звезда векторов для обеих составляющих обмоток характеризуется следующими данными:

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{26}{2} = 13\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{13}\,, \quad \alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{26}\,2 = \alpha'\,.$$

Потенциальный шаг равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{26}{2} = 13 \text{ пластинам}.$$

Вспомогательная схема петлевой обмотки приведена на рис. 9-13а. Так как для числа пластин волновой обмотки $K = 26$ и коллекторного шага $y_k'' = 12$ имеется общий делитель, то обмотка распадается на два замкнутых контура. Первый из них содержит только нечетные, второй — четные секции. Для построения вспомогательной схемы волновой обмотки, оформленной по петлевой обмотке, определим при помощи частичных шагов номера передних и задних сторон секций. Так как сумма вторых шагов по пазам равна нулю, то новые номера пластин будут совпадать с номерами задних, к ним подключенных, сторон. Проводники расположены в пазу (примерно так, как и на рис. 9-5) таким образом, что элементарные проводники петлевой обмотки занимают первое и четвертое положение обмотки в пазу, проводники волновой обмотки второе и третье положение, причем передние и задние стороны волновой обмотки заменены согласно схеме, предложенной Климой, так что разность потенциалов между первым и вторым положением, также как и между третим и четвертым положением, равна нулю. Между вторым и третим положением действует полное напряжение.

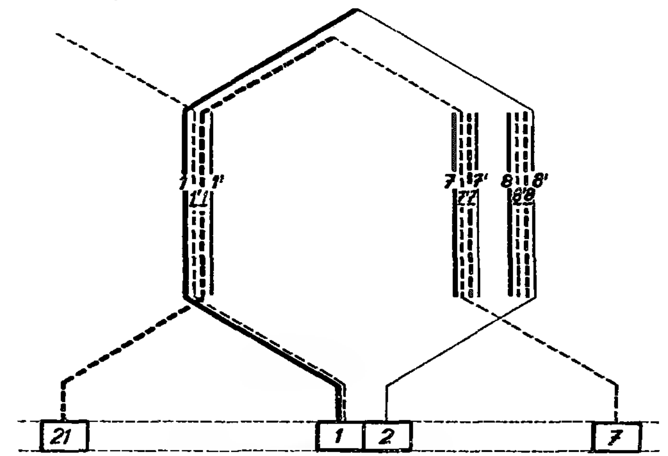


Рис. 9-14. Схема соединения проводников в общих пазах.

Так как пазовый шаг волновой обмотки укорочен на половину пазового деления, а пазовой шаг петлевой обмотки удлинен на такую же величину, то секционные напряжения волновой и петлевой обмоток будут равны, и потенциальные многоугольники обеих составляющих обмоток будут совпадать (рис. 9-13б). Шаг секции петлевой обмотки больше шага волновой обмотки на одно пазовое деление, так что обмотка имеет характер ступенчатой обмотки. Из рис. 9-14 видно, что например передняя сторона *1'* петлевой секции *1—8'*

лежит в пазу *1*, задняя сторона *8'* в пазу *8*. Волновая секция *1—7'*, имеющая переднюю сторону *1* также в первом пазу, имеет заднюю сторону в седьмом пазу. Если каждая из секций составляющей обмотки состоит из одного витка, то секции можно наматывать по схеме Климы на общий шаблон, как видно из рис. 9-15. В таком случае передние и задние стороны обеих секций, лежащие в общих пазах, можно совместно изолировать, или создавать общий проводник с разрезными лобовыми соединениями. Коллекторные пластины в таком случае соединяются со средними точками секций.

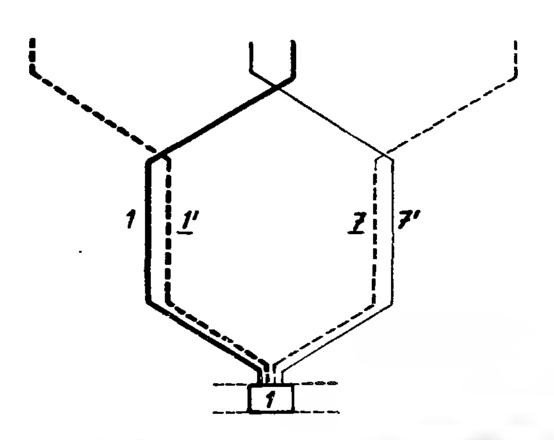


Рис. 9-15. Секция обмотки Латура, размещенная с задней стороны якоря.

Рассмотрим, наконец, уравнительную ступенчатую обмотку с четырьмя активными сторонами в пазу и нечетным числом пазов на пару полюсов. Пусть будет для этой обмотки (см. рис. 9-16):

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 14\,, \quad u = 2\,, \quad N_c = K = uN_d = 28\,.$$

Полюсное деление, следовательно, равно

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{14}{4} = 3{,}5 \text{ пластинам}\,.$$

Первую составляющую обмотку спроектируем в виде неперекрещивающейся обмотки с полным шагом и с коллекторным шагом

$$y'_k = \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}\,,$$

с первым шагом по пазам

$$y'_{d_1} = Q = 3{,}5 \text{ паза}\,.$$

Пазовые шаги составляющих обмоток подбираем притом так, что

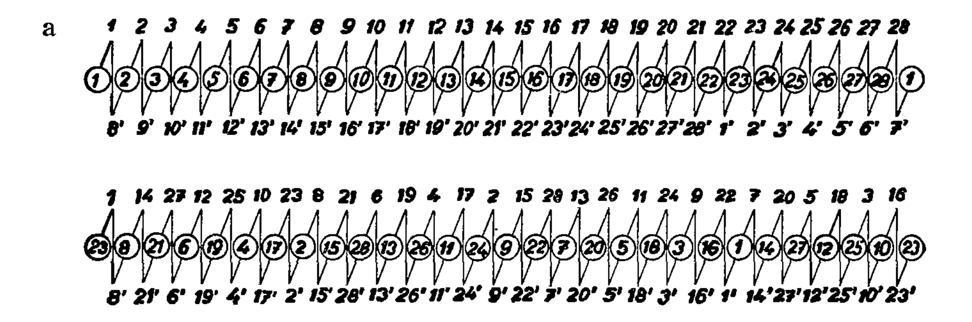
$$y'_{d_1} = y''_{d_1} = Q \quad \text{а} \quad y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0\,.$$

В таком случае секционные шаги

первый $\qquad y'_1 = uy'_{d_1} = 2\,.\,3{,}5 = 7$ секций,

второй $\qquad y'_2 = y'_k - y'_1 = 1 - 7 = -6$ секций.

а



б

Рис. 9-16. Ступенчатая обмотка Латура; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 14$, $u = 2$, $N_c = K = 28$, $Q = 3,5$, $P = 7$, $y'_k = 1$, $y'_{d_1} = 3,5$, $y'_1 = 7$, $y'_2 = -6$, $y''_k = 13$, $y''_{d_1} = 3,5$, $y''_1 = 7$, $y''_2 = 6$.

в

Рис. 9-16в.

Вторая составляющая обмотка будет волновой, неперекрещивающейся, с коллекторным шагом

$$y_k'' = \frac{K - a}{p} = \frac{28 - 2}{2} = 13 \text{ пластин}$$

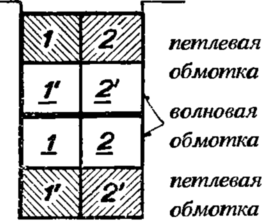


Рис. 9-17. Расположение проводников обмотки Латура ($u = 2$) в пазу.

и с полным первым шагом по пазам

$$y_{d_1}'' = Q = 3{,}5 \text{ паза},$$

так что секционные шаги

первый $\quad y_1'' = u y_{d_1}'' = 7$ секций,

и второй $\quad y_2'' = y_k'' - y_1'' = 13 - 7 = 6$ секций.

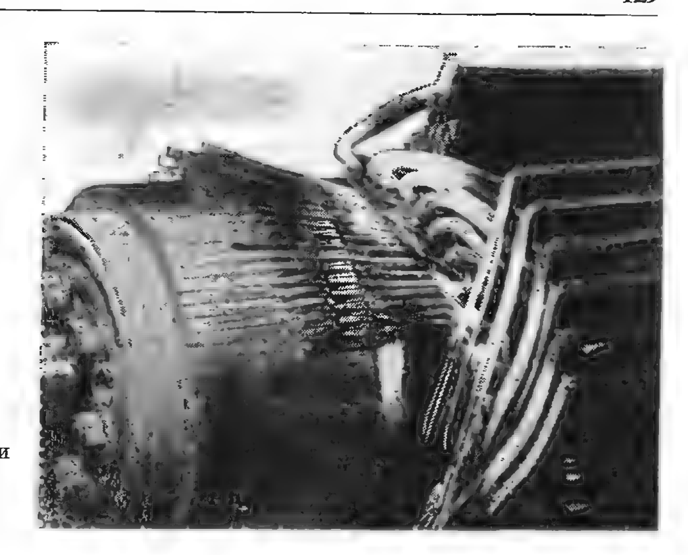


Рис. 9-18. Укладка обмотки ($u = 3$) в пазы машины (М. Э. З., Всетин, н. п.)



Рис. 9-19. Незаконченная укладка обмотки якоря с горячо глаженными секциями, обмотанными стеклянной тканью ($u = 5$), (М. Э. З. — Всетин, н. п.).

а) вид со стороны коллектора,



б) вид с задней стороны машины.

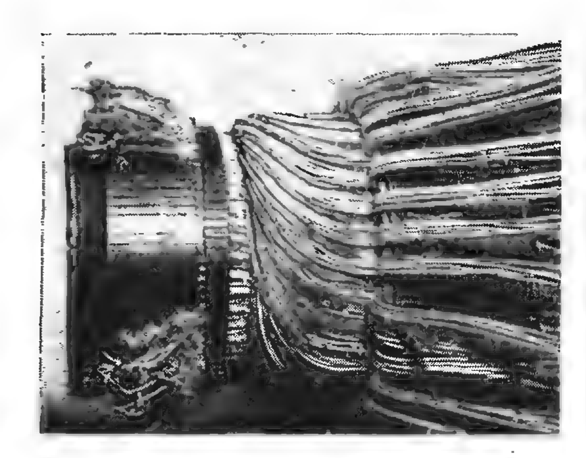


Рис. 9-20. Подключение концов проволочной обмотки к коллектору (М. Э. З. — Всетин, н. п.).

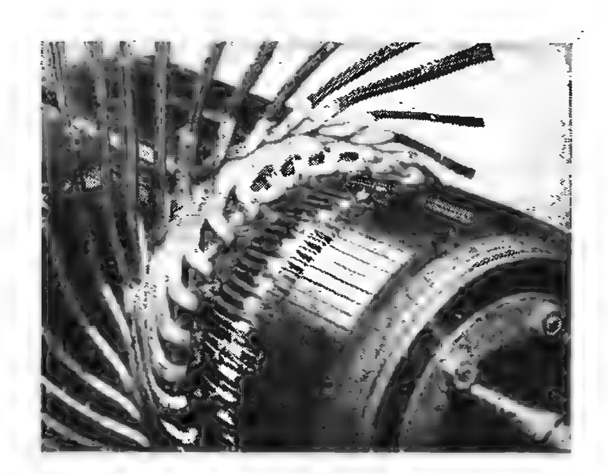


Рис. 9-21. Выполнение выводов к коллектору (М. Э. З. — Всетин, н. п.).

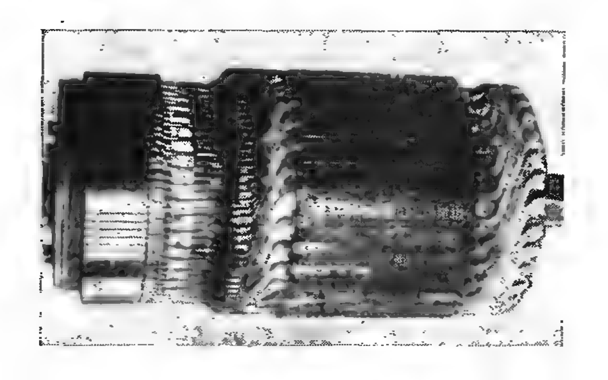


Рис. 9-22. Намотанный якорь с выводами, подготовленными к пайке к коллектору (М. Э. З. — Всетин, н. п.).

Рис. 9-23. Незаконченная укладка обмотки якоря с четырьмя сторонами в одном слое паза (А. Э. Г.).



Рис. 9-24. Выполнение петушков для крупной машины постоянного тока (Ч. К. Д. — н. п.).

Для звезды векторов каждой из составляющих обмоток справедливы соотношения:

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{14}{2} = 7, \quad \alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{7}, \quad \alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{14} 2 = \alpha' .$$

Потенциальный шаг пластин равен

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{28}{2} = 14 \text{ пластинам} .$$

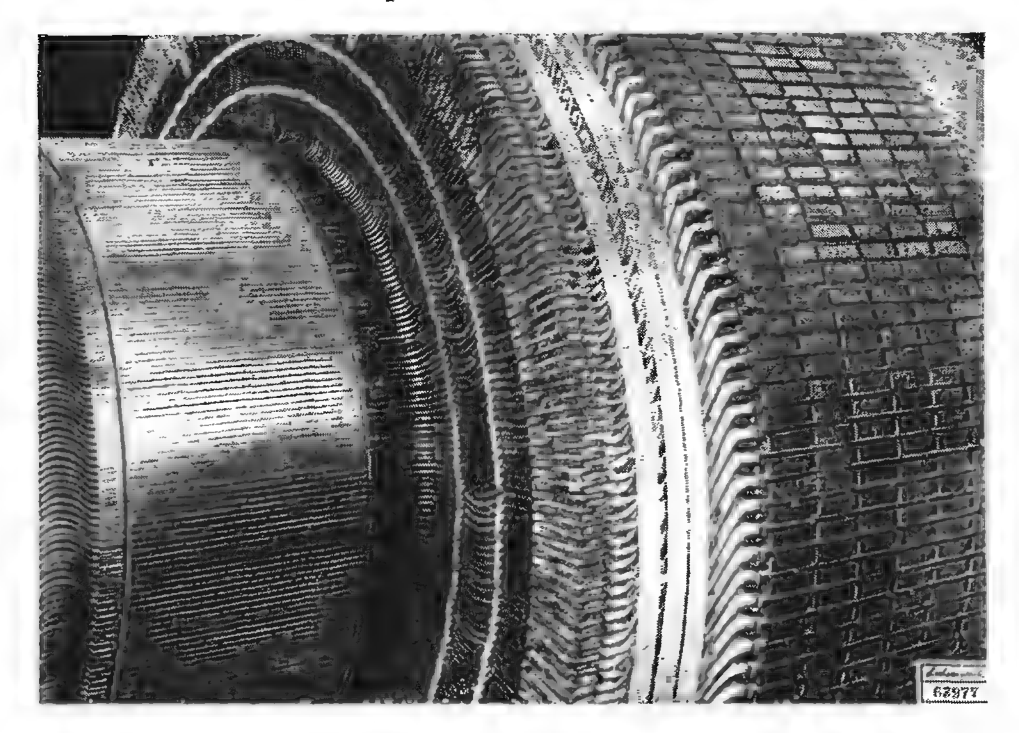


Рис. 9-25. Готовая петлевая обмотка с петушками (Сахсенверк).

Вспомогательные схемы обеих составляющих обмоток (рис. 9-16а) строятся обычным способом, причем во вновь обозначенной схеме волновой обмотки новые номера пластин будут равняться номерам к ним подключенных задних сторон секций. Укладка проводников в пазы показана на рис. 9-17. Если выполнить обмотку по схеме Климы, стороны секций в первом и втором, также как и в третьем и четвертом слое, могут изолироваться совместно друг с другом, как видно из рис. 9-16в. Число сторон потенциального многоугольника обеих составляющих обмоток в два раза превышает число пазов на пару полюсов (рис. 9-6б). Примеры уравнительных обмоток множественных параллельных и параллельно-последовательных обмоток приведены в разделе *Б*.

В заключение приводим некоторые снимки обмоток якорей машин постоянного тока. Так например, на рис. 9-18 приведен способ укладки катушек из трех секций в пазы машины. Катушки выполнены из стержней в нескольких витках. На рис. 9-19а, б показана незаконченная укладка обмотки с шаблонными катушками. Секции изолированы путем горячего глаженья и обмотаны стеклянной тканью. Незаконченная проволочная обмотка показана на рис. 9-20. На рисунке показан способ подсоединения концов обмотки к пластинам коллектора. На рис. 9-21 и 9-22 представлены намотанные якори с выводами, готовыми для пайки к коллектору. Незаконченная обмотка из стержневых проводников с четырьмя сторонами в одном слое паза ($u = 4$) показана на рис. 9-23. На рис. 9-24 показана завершенная работа по намотке крупной машины постоянного тока. На рисунке представлен способ выполнения петушков, соединяющих концы обмотки с пластинами коллектора. Аналогичный случай представлен и на рис. 9-25, на котором показана готовая петлевая обмотка с петушками.

Б. Систематика обмоток машин постоянного тока

10. УСЛОВИЯ ИСПРАВНОГО ХОДА РАЗЛИЧНЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ОБМОТОК И ПУЛЬСАЦИЯ Э. Д. С. МАШИНЫ

а) ИСПРАВНЫЙ ХОД ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ОБМОТОК

Для обеспечения исправной работы параллельной обмотки должны быть выполнены следующие условия:

1. Параллельные ветви должны одинаково нагружаться.
2. Потенциальные многоугольники должны замыкаться.
3. Многоугольники простых параллельных, многократных множественных параллельных, и параллельно-последовательных обмоток должны иметь эквипотенциальные точки.
4. Потенциальные многоугольники должны иметь возможно большее число сторон.
5. Пульсации напряжения на щетках должны быть минимальными.
6. Многоугольники напряжений параллельных контуров должны совпадать.

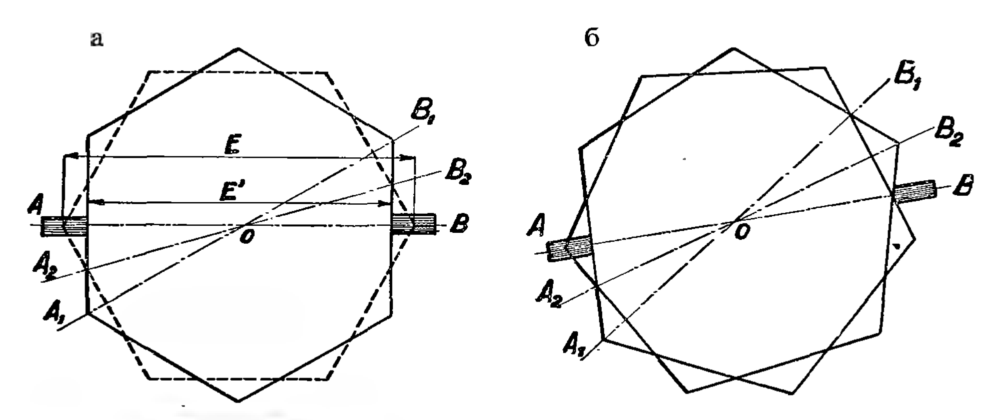


Рис. 10-1. Потенциальные многоугольники обмотки с двумя парами параллельных ветвей, а) дважды замкнутый многоугольник, б) однократно замкнутый многоугольник.

В тех случаях, когда многоугольники напряжений отдельных пар параллельных ветвей не совпадают, могут иметь место два случая: многоугольники многократно замкнутой обмотки и многоугольники однократно замкнутой обмотки. На рис. 10-1 приведены потенциальные многоугольники обмотки с двумя парами параллельных ветвей, причем обмотка на рис. 10-1а дважды замкнута, и на рис. 10-1б – обмотка однократно замкнута. Положение щеток на рис. 10-1а обозначим через $A - B$. Оказывается, что в определенный момент времени одна пара параллельных ветвей (обозначенная на диаграмме штриховой линией) имеет напряжение больше другой пары (непрерывная линия). После поворота якоря щетки попадают в положение $\overline{A_1B_1}$, причем отношение напряжений станет обратным, так как теперь напряжение на щетках, находящихся на пластинах, соответствующих полному многоугольнику, превышает напряжение заштрихованного многоугольника. В положении щеток $\overline{A_2B_2}$ в случае дважды замкнутой обмотки напряжения обеих пар равны.

Рассматривая однократно замкнутую обмотку (рис. 10-1б), мы видим, что в положении щеток $\overline{AB}$ напряжение щетки A относительно центра диаграммы O у одной ветви больше, у другой меньше напряжения щетки B, где напряжения обеих ветвей совпадают. Как только щетки займут положение $\overline{A_1B_1}$, создается подобная ситуация с той лишь разницей, что ветвь у щетки A, имевшая раньше большее напряжение, теперь будет иметь меньшее напряжение, и наоборот. В положении щеток $\overline{A_2B_2}$ напряжения обеих ветвей у щетки A_2 будут равны, а у щетки B_2 различны.

В результате этих разностей напряжений создаются уравнительные токи, которые в случае однократно замкнутой обмотки будут относительно меньшими. Эти токи ухудшают коммутацию и вызывают почернение определенных пластин. Для однократно замкнутой обмотки уравнительные соединения применять нельзя, так как у такой обмотки нет эквипотенциальных точек в параллельных ветвях. У многократно замкнутых обмоток секции обоих контуров пар ветвей можно располагать в общих пазах, в результате чего обеспечивается совпадение многоугольников обеих пар ветвей и в значительной степени устраняются уравнительные токи. В результате совпадения частичных потенциальных многоугольников, однако, теряется возможность более тонкого установления коллекторного напряжения. И в самом деле, применение многоугольника с меньшим числом сторон влечет за собой увеличение пульсаций напряжения на щетках. Применения несимметричных обмоток следует по возможности избегать, так как они вызывают нарушения коммутации. Такие обмотки используются иногда в менее важных и исключительных случаях, как напр., у машин с двумя токами, где возникают определенные трудности, связанные с тем, что для числа секций и числа фаз не имеется общего делителя.

б) ПУЛЬСАЦИЯ Э. Д. С. МАШИНЫ

Для обеспечения исправной работы обмотки требуется, чтобы напряжение на щетках было по возможности наиболее постоянным при постоянной нагрузке и при постоянном возбуждении машины. Пульсации напряжения будут убывать по мере возрастания числа сторон многоугольника напряжений.

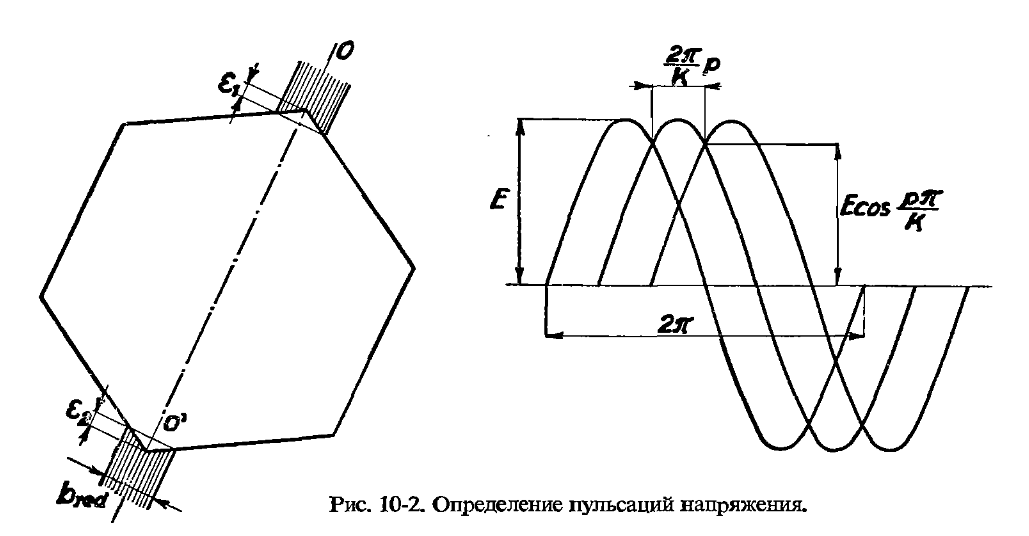


Рис. 10-2. Определение пульсаций напряжения.

Щетки перекрывают несколько пластин на коллекторе и результирующее напряжение между щетками будет поэтому примерно соответствовать среднему напряжению секций, на пластинах которых щетки лежат. Если каждая из щеток лежит на нескольких, например на n пластинах, то в потенциальном многоугольнике, представляющем приведенную двухполюсную схему обмотки, можно выявить пластины, замыкающиеся щетками накоротко, и таким образом определить приведенную ширину щетки. Положение щеток на рис. 10-2 определяется осью $\overline{OO'}$. При бесконечно малой приведенной ширине щеток максимальное напряжение машины соответствовало бы диаметру описанной окружности. При бесконечном числе пластин это напряжение описывало бы стороны потенциальмого многоугольника.

Максимальное изменение напряжения равно

$$\Delta e = E - E\cos\frac{p\pi}{K} = 2E\sin^2\frac{p\pi}{2K}.$$

Относительная пульсация напряжения дана отношением

$$\varepsilon = \frac{\Delta e}{E},$$

что после подстановки дает

$$\varepsilon = 2\sin^2\frac{p\pi}{2K}.$$

С приближением можно записать

$$\varepsilon = 2\left(\frac{p\pi}{2K}\right)^2$$

и после преобразования

$$\varepsilon = \frac{(p\pi)^2}{2K^2}.$$

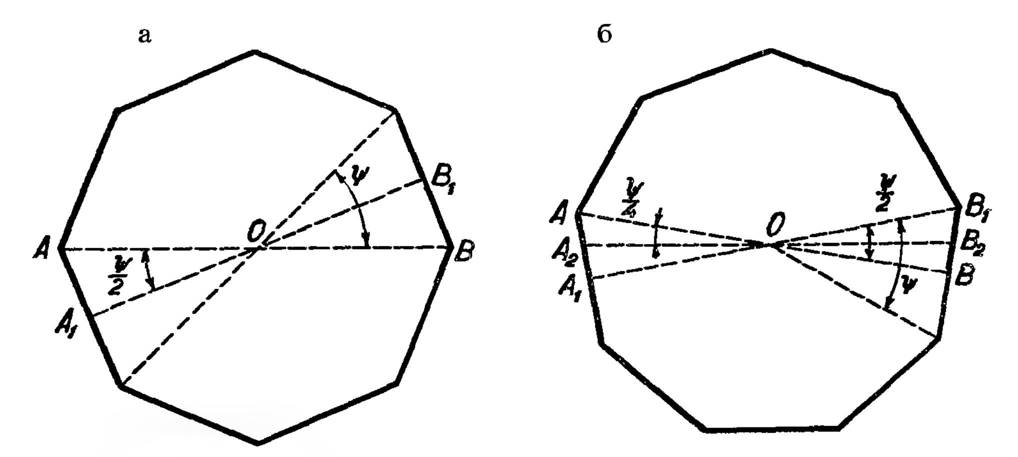


Рис. 10-3. Определение пульсаций напряжения у многоугольника напряжений с четным (а) и с нечетным (б) числом сторон.

Как видно, относительное изменение будет тем меньше, чем больше будет число коллекторных пластин K, и тем больше, чем больше будет число пар полюсов машины.

Так как ширина щеток является конечной величиной, то изменение напряжения будет меньше, как это видно из рис. 10-2, где в результате конечной величины ширины щеток, на диагонали имеет место падение напряжения в соответствии с многоугольником. Важно также установить, какое влияние оказывают многоугольники с четным или с нечетным числом сторон на изменения напряжения. Такие многоугольники изображены на рис. 10-3а, б. Предположим, что щетки бесконечны узки и что число пластин велико, так что в потенциальной диаграмме вместо ряда точек, представляющих отдельные пластины, можно себе представить непрерывный ряд точек, расположенных на сторонах многоугольников.

а) Рассмотрим многоугольник напряжений с четным числом сторон (рис. 10-3а). Максимальное напряжение машины соответствует диаметру AB описанной окружности, минимальное же напряжение — диаметру $\overline{A_1B_1}$ вписанной окружности. Тогда в качестве среднего напряжения можно принять арифметическое среднее его крайних значений

$$\frac{\overline{AB} + \overline{A_1B_1}}{2},$$

чему соответствует среднее изменение напряжения

$$\frac{\overline{AB} - \overline{A_1B_1}}{2}.$$

Относительная пульсация напряжения в % будет

$$\varepsilon = \pm \frac{\overline{AB} - \overline{A_1B_1}}{\overline{AB} + \overline{A_1B_1}} 100\%.$$

Так как

$$\overline{A_1}\overline{B_1} = AB \cos\frac{\psi}{2},$$

где $\psi = 2\pi/S$, и S — число сторон многоугольника, то относительная пульсация будет

$$\varepsilon = \pm \frac{\overline{AB} - \overline{AB}\cos\frac{1}{2}\psi}{\overline{AB} + \overline{AB}\cos\frac{1}{2}\psi} 100\%,$$

или

$$\varepsilon = \pm \frac{1 - \cos\frac{1}{2}\psi}{1 + \cos\frac{1}{2}\psi} 100\%,$$

что после преобразований дает

$$\varepsilon = \pm 100 \operatorname{tg}^2\left(\frac{\psi}{4}\right)\%.$$

Подставляя вместо ψ соответствующую величину, получим

$$\varepsilon = \pm 100 \operatorname{tg}^2\left(\frac{\pi}{2S}\right).$$

При достаточно большом S будет приближенно

$$\varepsilon\% \doteq \pm 100\left(\frac{\pi}{2S}\right)^2$$

или

$$\varepsilon\,\% \doteq \pm \frac{247}{S^2}. \qquad (10\text{-}1)$$

б) Рассмотрим второй случай согласно рис. 10-3б, где число сторон многоугольника нечетно. Относительное изменение напряжения будет в таком случае

$$\varepsilon\,\% \doteq \pm \frac{\overline{AB} - \overline{A_2B_2}}{\overline{AB} + \overline{A_2B_2}}\,100\,.$$

Предполагая приближенно, что угол с вершиной в точке A_2 прямой, получаем

$$\varepsilon\,\% \doteq \pm \frac{1 - \cos\frac{1}{4}\psi}{1 + \cos\frac{1}{4}\psi}\,100$$

и после преобразований

$$\varepsilon\,\% \doteq \pm 100\,\mathrm{tg}^2\left(\frac{\psi}{8}\right)^2.$$

При большом числе сторон многоугольника можно опять приближенно получить относительную пульсацию напряжения в виде

$$\varepsilon\,\% \doteq \pm 100\left(\frac{\psi}{8}\right)^2$$

и после подстановки значения ψ

$$\varepsilon\,\% = \pm 100\left(\frac{\pi}{4S}\right)^2$$

или

$$\varepsilon\,\% \doteq \pm \frac{62}{S^2}. \qquad (10\text{-}2)$$

Если считать, что пульсация напряжения $\varepsilon = \pm\frac{1}{2}\%$ допустима, то для четного S минимальное количество сторон многоугольника будет соответствовать

$$S = \sqrt{\frac{247}{0{,}5}} = 22$$

и для нечетного S

$$S = \sqrt{\frac{62}{0{,}5}} = 11\,.$$

Отсюда видно, что пульсации напряжения при нечетном числе сторон многоугольника понизятся. Это справедливо лишь тогда, когда нулевая точка, соответствующая центру многоугольника, не выводится. Если, однако, нулевая точка, которой соответствует центр O, выводится (например, при помощи

делителя напряжения согласно рис. 10-4), то пульсации напряжения между этой точкой и крайним проводником следует учитывать, применяя для расчетов формулу (10-1).

Другим важным условием для обеспечения исправной работы параллельных обмоток является совпадение потенциальных многоугольников отдельных пар параллельных ветвей. Сформулируем условия возможности такого совпадения. Обозначим общее число секций в машине через N_c. Предположим, что здесь рассматривается нормальная обмотка, число секций которой равно числу пластин K; тогда для числа секций в одной паре параллельных ветвей получим

$$N_c' = \frac{N_c}{a} = \frac{uN_d}{a}.$$

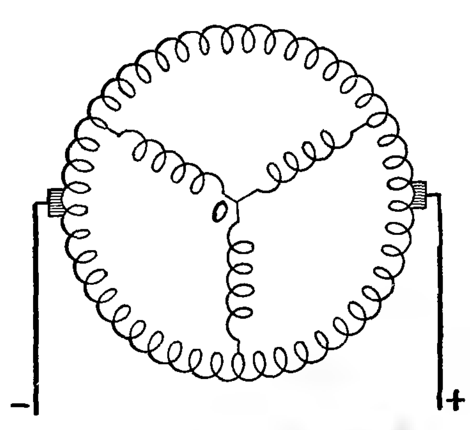


Рис. 10-4. Вывод узла, выполненный при помощи делителя напряжения.

Для совпадения диаграмм всех пар ветвей необходимо, чтобы число лучей звезды векторов в случае обмотки с целым пазовым шагом удовлетворяло условию

$$P \leqq N_c' = \frac{uN_d}{a}$$

и в случае ступенчатых обмоток условию

$$2P \leqq N_c' = \frac{uN_d}{a}.$$

Кроме того требуется, чтобы лучи звезды векторов, указывающие расположение пазов в векторной диаграмме, размещались в каждой из пар параллельных ветвей одинаково, т. е. чтобы отношение в случае обмотки с целым шагом равнялось

$$\frac{N_c'}{P} = \frac{uN_d}{aP} \overset{!}{=} k, \tag{10-3}$$

где k — целое число.

Так как

$$P = \frac{N_d}{t},$$

то после подстановки будет

$$\frac{ut}{a} \overset{!}{=} k, \tag{10-3'}$$

где k — целое число.

У ступенчатых обмоток число векторов секционных напряжений превышает число пазовых векторов в два раза, так что для совпадения многоугольников отдельных пар параллельных ветвей должно быть

$$\frac{N'_c}{2P} = \frac{uN_d}{2aP} = k\,, \tag{10-4}$$

где k — целое число.

Подставляя

$$P = \frac{N_d}{t}\,,$$

получим

$$\frac{ut}{2a} \overset{!}{=} k\,, \tag{10-4'}$$

где k — целое число.

В случае равенства числа секций N'_c и числа лучей звезды P (обмотка с целым шагом) или $2P$ (ступенчатая обмотка), на каждую секцию приходится один луч, и каждая сторона многоугольника напряжений образуется простым вектором секционного напряжения. Если однако отношение

$$\frac{N'_c}{P} = k \quad \text{у равносекционных обмоток}\,,$$

или

$$\frac{N'_c}{2P} = k \quad \text{у ступенчатых обмоток}\,,$$

то один луч звезды будет общим для k секций, и каждая сторона многоугольника будет состоять из k секционных векторов. Число сторон потенциального многоугольника равно P для обмоток равносекционных (с полным пазовым шагом) и $2P$ — для обмоток ступенчатых (с дробным пазовым шагом).

11. ПЕТЛЕВЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Коллекторный шаг петлевых обмоток следует из формулы (3-3):

$$y_k = \pm \frac{a}{p} \text{ пластин}$$

и равен в случае простых параллельных обмоток, для которых $a = p$,

$$y_k = \pm 1\,. \tag{11-1}$$

Положительный знак относится к неперекрещивающейся обмотке, отрицательный — к перекрещивающейся обмотке. В случае совпадения потенциальных многоугольников отдельных пар параллельных ветвей образуются эквипотенциальные точки, которым соответствует потенциальный шаг

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{uN_d}{p} = c\,, \qquad (11\text{-}2)$$

где c — целое число. Отсюда следует условие, что для любого u должно быть

$$\frac{N_d}{p} = \text{целое число} \qquad (11\text{-}3)$$

а, следовательно, и

$$\frac{c}{u} = \text{целое число.} \qquad (11\text{-}4)$$

Число пазов выразим при помощи уравнения (11-2) в виде

$$N_d = \frac{pc}{u}.$$

Уравнение (11-3) может быть выполнено при

$$c = uc'\,,$$

так что число пазов будет

$$N_d = pc'\,, \qquad (11\text{-}5)$$

где c' — любое целое число. Число пластин будет

$$K = uN_d = upc'\,, \qquad (11\text{-}6)$$

а эквипотенциальный шаг

$$y_p = c = uc'\,. \qquad (11\text{-}7)$$

Число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{pc'}{p} = c'\,, \qquad (11\text{-}8)$$

так как наибольший общий делитель числа пазов N_d и числа пар полюсов равен $t = p$.

Подставляя в уравнение (10-3), для равносекционной обмотки получим

$$k = \frac{upc'}{pc'} = u \qquad (11\text{-}9)$$

и для ступенчатой обмотки согласно уравнению (10-4)

$$k = \frac{upc'}{2pc'} = \frac{u}{2}\,. \qquad (11\text{-}10)$$

Из этого условия следует, что симметричную параллельную обмотку можно выполнить для четного u либо как равносекционную, либо как ступенчатую, в то время как для нечетного u только как равносекционную. Число пазов на полюсное деление следует из соотношения

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2}.$$

Первый пазовый шаг выполняем так, чтобы он по возможности больше приближался к полюсному делению с учетом условий (11-9) и (11-10), так что имеем

а) для четного c' шаг по пазам

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2}$$

и получаем равносекционную обмотку с полным шагом,

б) для нечетного c' шаг по пазам

$$y_{d_1} = 0{,}5(c' - 1)$$

и получаем равносекционную обмотку с шагом, укороченным на половину пазового деления.

Для четного u обмотку можно выполнить ступенчатой с пазовым шагом

$$y_{d_1} = 0{,}5c',$$

т. е. обмотку с полным шагом. Как указывалось раньше, здесь справедливо соотношение

$$P = c'.$$

В таком случае угол между лучами будет

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{c'}$$

и угол, соответствующий пазовому шагу

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \alpha'.$$

На основании выведенных формул были составлены таблицы 11-1а—11-1д (прилож.) параллельных петлевых обмоток с различным числом пар полюсов p и для $u = 1, 2, 3, 4, 5$. Таблицы составлены для чисел пазов на полюс в пределах от $Q = 5$ до $Q = 22{,}5$. Рассматривая изменения отдельных величин находим, что они образуют арифметические прогрессии, так что любой их член можно определить либо по ранее выведенным формулам, либо на основании соответствующей арифметической прогрессии при условии, что нам известен хотя бы

один член и разность этой прогрессии. Рассмотрим теперь разности прогрессий для отдельных величин.

а) Разность прогрессии чисел пазов N_d. Для данного c' согласно уравнению (11-5) для определенного члена прогрессии имеем $N_{d_1} = pc'_1$ и для последующего члена имеем $N_{d_2} = p(c'_1 + 1)$, так что разность членов этой прогрессии будет

$$d_1 = N_{d_2} - N_{d_1} = p(c'_1 + 1 - c'_1) = p .$$

б) Разность прогрессии чисел пластин K следует из соотношения

$$d_2 = K_2 - K_1 = u(N_{d_2} - N_{d_1}) = up .$$

в) Разность прогрессии потенциальных шагов:

$$d_3 = y_{p2} - y_{p1} = u(c'_1 + 1 - c'_1) = u .$$

Аналогично можно найти и разности остальных прогрессий.

12. ВОЛНОВЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Для коллекторного шага волновой обмотки справедлива формула (3-2):

$$y_k = \frac{K \mp a}{p} \text{ пластин} ,$$

причем знак минус принимается в случае неперекрещивающейся обмотки, знак плюс для перекрещивающейся обмотки.

Подставляя вместо $K = uN_d$ и предполагая, что y_k равняется целому числу c получим:

$$\frac{uN_d \mp a}{p} = c .$$

Из этого уравнения следует число пазов волновой обмотки

$$N_d = \frac{1}{u}(pc \pm a) \quad (12\text{-}1)$$

и потенциальный шаг

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{uN_d}{p} = c \pm \frac{a}{p} \text{ пластин} . \quad (12\text{-}2)$$

Для параллельной обмотки положим $a = p$. Тогда для числа пазов согласно уравнению (12-1) получим:

$$N_d = \frac{p}{u}(c \pm 1) \quad (12\text{-}3)$$

и для потенциального шага

$$y_p = c \pm 1 \text{ пластин}. \tag{12-4}$$

Коллекторный шаг равен

$$y_k = c \text{ пластин}. \tag{12-5}$$

Для совпадения потенциальных многоугольников отдельных пар параллельных ветвей должно быть

$$\frac{N_d}{a} = \frac{N_d}{p} = \text{целое число}$$

и с учетом уравнения (12-3)

$$\frac{c \pm 1}{u} = c',$$

чему соответствует число пазов

$$N_d = pc'. \tag{12-3'}$$

Потенциальный шаг дается соотношением

$$y_p = uc' \text{ пластин} \tag{12-4'}$$

и коллекторный шаг

$$y_k = uc' \pm 1 \text{ пластина}, \tag{12-5'}$$

причем c' — любое целое число. Верхний знак соответствует неперекрещивающейся, нижний — перекрещивающейся обмотке. Сравнивая эти уравнения с формулами, полученными для петлевой параллельной обмотки, находим, что они в основном — за исключением коллекторного шага — тождественны. То же самое справедливо и для остальных величин обмотки. Константы волновых параллельных обмоток для $u = 1, 2, 3, 4, 5$ и для любого числа пар полюсов приведены в таблицах 11-1а—11-1д (стр. 927—931)

13. СИММЕТРИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Из уравнения (12-1) после подстановки $a = 1$ получим число пазов последовательной обмотки

$$N_d = \frac{1}{u}(pc \pm 1). \tag{13-1}$$

Эквипотенциального шага здесь нет, так как по формуле (12-2) имеем

$$y_p = c \pm \frac{1}{p} = \text{дробь}.$$

Число лучей звезды векторов равно

$$P = N_d ,$$

так как $t = 1$ и пазовый шаг в звезде

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = p\alpha' .$$

Из уравнения (13-1) видно, что обмотка невыполнима в случае, если для u и для p имеется общий делитель. Если бы, например, $u = p$, то число пазов $N_d = c \pm 1/u$ — дробное число для любого c. При четном числе пар полюсов p последовательную обмотку можно выполнять только для нечетного u, так как выражение $(pc \pm 1)$ является нечетным числом при любом c.

Рассмотрим теперь последовательные обмотки для различного числа пар полюсов p и для различного числа активных сторон в одном слое паза u.

1-й случай: p — нечетное или четное число, $u = 1$

Число пазов согласно уравнению (13-1) будет

$$N_d = pc \pm 1$$

и коллекторный шаг

$$y_k = c \text{ пластин} ,$$

где c — любое целое число. Полюсное деление следует из уравнения

$$Q = \frac{c}{2} \pm \frac{1}{2p} \text{ пазов} .$$

Для четного c примем пазовые шаги

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} \text{ паза} ,$$

т. е. на $1/2p$ пазового деления укороченный шаг в случае неперекрещивающейся, и удлиненный в случае перекрещивающейся обмотки. Для нечетного c примем пазовый шаг

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза} ,$$

т. е. удлиненный на $(p - 1)/2p$ пазового деления в случае неперекрещивающейся и укороченный в случае перекрещивающейся обмотки. Данные для этих обмоток приведены в таблице 13-1 (стр. 932) для $p = 2$, $u = 1$.

2-й случай: $p = 3$, u = четное число

Так как u и p по условию не имеют общего делителя, то обмотку с $u = 6$ нельзя применить и достаточно рассматривать только $u = 2$ и $u = 4$.

Число пазов согласно уравнению (13-1) равняется

$$N_d = \frac{1}{u}(3c \pm 1).$$

Для целого N_d этому уравнению удовлетворяет значение

$$c = uc' \pm 1,$$

так что число пазов будет

$$N_d = 3c' \pm \frac{4}{u}$$

и коллекторный шаг

$$y_k = uc' \pm 1 \text{ пластина},$$

причем c' — любое целое число.

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{c'}{2} \pm \frac{2}{3u} \text{ паза}$$

и пазовые шаги ближайшего полюсного деления будут для четного c'

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

чему соответствует равносекционная неперекрещивающаяся обмотка с укороченным шагом и перекрещивающаяся обмотка с шагом удлиненным на $\frac{2}{3}u$ пазового деления.

Принимая

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза},$$

получим ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с удлиненным шагом, и перекрещивающуюся с шагом, укороченным на $(3u - 4)/6u$ пазового деления. Для нечетного c' будет

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{2}$$

и обмотка будет равносекционной, неперекрещивающейся, с удлиненным шагом, или перекрещивающейся, с шагом укороченным на $(3u - 4)/6u$ пазового деления. Можно также принять

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

чему соответствует ступенчатая неперекрещивающаяся обмотка с укороченным шагом, или перекрещивающаяся с шагом, удлиненным на $\frac{2}{3}u$ пазового деления.

Соответствующие данные последовательных обмоток для $p = 3$, $u = 2$ приведены в таблице 13-2, и для $p = 3$, $u = 4$ в таблице 13-3 (стр. 934). На рис. 13-1 показан вид многоугольника для $u = 4$.

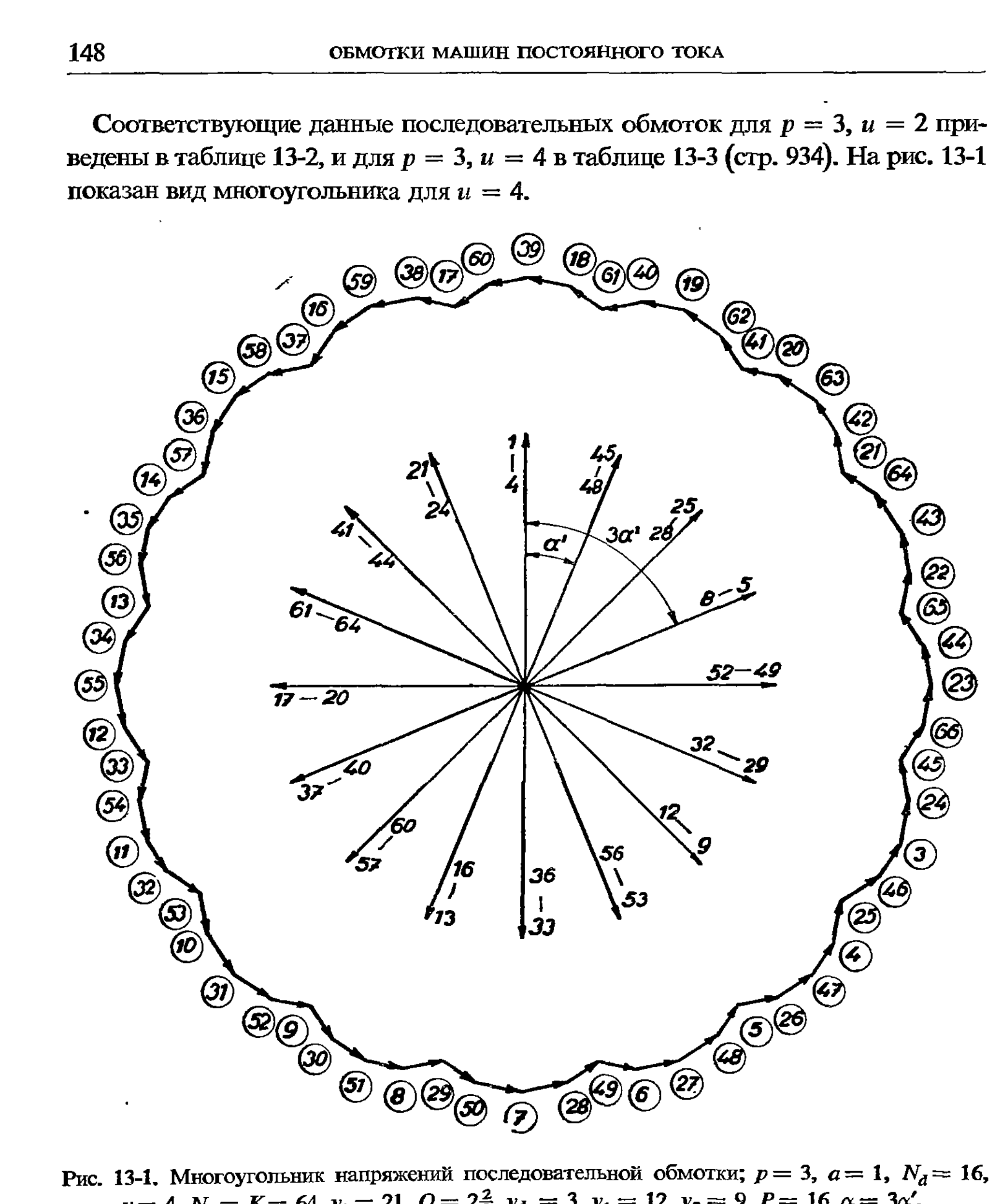


Рис. 13-1. Многоугольник напряжений последовательной обмотки; $p = 3$, $a = 1$, $N_d = 16$, $u = 4$, $N_c = K = 64$, $y_k = 21$, $Q = 2\frac{2}{3}$, $y_{d_1} = 3$, $y_1 = 12$, $y_2 = 9$, $P = 16$, $\alpha = 3\alpha'$.

3-й случай: $p = 5$, $u = 2{,}4$

Из уравнения (13-1) следует число пазов

$$N_d = \frac{1}{u}(5c \pm 1)\,.$$

Это уравнение выполняется при

$$c = uc' \mp 1\,,$$

так что число пазов будет

$$N_d = 5c' \mp \frac{4}{u},$$

причем c' — любое целое число. Коллекторный шаг будет

$$y_k = uc' \mp 1 \text{ пластин}$$

и полюсное деление

$$Q = \frac{c'}{2} \pm \frac{2}{5u} \text{ пазов}.$$

Для четного c' примем пазовый шаг

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ пазов}$$

и получим равносекционную неперекрещивающуюся обмотку с удлиненным шагом, или перекрещивающуюся обмотку с шагом, укороченным на $\frac{2}{5}u$ пазового деления. Можно также принять

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{u} \text{ паза},$$

причем получим ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом или перекрещивающиюся обмотку с шагом, удлиненным на $\frac{3}{5}u$ пазового деления.

При нечетном c' будет для равносекционной обмотки

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{2} \text{ паза},$$

так что при $u = 2$ получим неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом и перекрещивающуюся обмотку с шагом, удлиненным на $\frac{3}{10}$ пазового деления. При $u = 4$ будет шаг неперекрещивающейся обмотки укороченным, а перекрещивающейся обмотки — удлиненным на $\frac{2}{5}$ пазового деления.

Ступенчатую обмотку для нечетного c' получим, принимая

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

причем неперекрещивающаяся обмотка будет иметь удлиненный шаг, а перекрещивающаяся — шаг, укороченный на $\frac{2}{5}u$ пазового деления.

4-й случай: $p = 3$, $u = 5$

В случае нечетного u практически может иметь место только случай $p = 3$, $u = 5$, так как обмотка для $u = 3$ не выполнима.

Из уравнения (13-1) определим число пазов

$$N_d = \tfrac{1}{5}(3c \mp 1)\,.$$

Это уравнение может быть выполнено только при

$$c = 5c' \mp 2\,,$$

чему соответствует число пазов

$$N_d = 3c' \mp 1$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 5c' \mp 2 \text{ пластины}\,,$$

где c' — любое целое число. Число пазов на полюс равно

$$Q = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{6}$$

и пазовые шаги, ближайшие к полюсному шагу, будут:

Для четного c'

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза}\,;$$

т. е. получается равносекционная неперекрещивающаяся обмотка с удлиненным шагом, или перекрещивающаяся обмотка с шагом, укороченным на $\frac{1}{6}$ пазового деления. Принимая

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{5} \text{ паза}\,,$$

получим ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом, и перекрещивающуюся обмотку с шагом, удлиненным на $\frac{1}{30}$ пазового деления.

Для нечетного c' шаг будет

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{2} \text{ паза}\,.$$

Этому соответствует равносекционная неперекрещивающаяся обмотка с шагом укороченным, или перекрещивающаяся обмотка с шагом, удлиненным на $\frac{1}{3}$ пазового деления.

Можно также принять

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{3}{10} \text{ паза}$$

и получить ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом, или перекрещивающуюся обмотку, шаг которой удлинен на $\frac{2}{15}$ пазового деления. Соответствующие обмотки приведены в таблице 13-4 (стр. 935).

5-й случай: $p = 5,\ u = 3$

Из уравнения (13-1) следует число пазов

$$N_d = \tfrac{1}{3}(5c \mp 1),$$

что выполняется при

$$c = 3c' \mp 2,$$

так что соответствующее число пазов будет

$$N_d = 5c' \mp 3$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 3c' \mp 2 \text{ пластины}.$$

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{c'}{2} \mp \frac{3}{10} \text{ паза}.$$

В случае четного c' пазовые шаги равносекционной обмотки будут

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

так что получим неперекрещивающуюся обмотку с удлиненным шагом, и перекрещивающуюся обмотку с шагом, укороченным на $\frac{3}{10}$ пазового деления.

Выполняя

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{3} \text{ паза},$$

получим ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом и перекрещивающуюся обмотку с шагом, удлиненным на $\frac{1}{30}$ пазового деления.

Для нечетного c' для равносекционной обмотки пазовые шаги примем

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{2} \text{ паза},$$

из чего следует обмотка неперекрещивающаяся с укороченным шагом и перекрещивающаяся обмотка с шагом, удлиненным на $\frac{1}{5}$ пазового деления.

Можно, однако, принять также

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{6} \text{ паза},$$

и получить таким образом ступенчатую обмотку неперекрещивающуюся с удлиненным шагом, или перекрещивающуюся с шагом, укороченным на $\frac{2}{15}$ пазового деления.

6-й случай: $p = 2, 4$ $u = 3, 5$

Согласно уравнению (13-1) число пазов равняется

$$N_d = \frac{1}{u}(pc \pm 1).$$

Это уравнение выполняется при

$$c = uc' \pm n,$$

так что число пазов будет

$$N_d = pc' + \frac{\pm pn \mp 1}{u}.$$

Для $p = 2$, $u = 3$ имеем $n = 1$, число пазов

$$N_d = 2c' \pm 1$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 3c' \mp 1 \text{ пластина}.$$

Для $p = 2$, $u = 5$ имеем $n = 2$, так что число пазов будет

$$N_d = 2c' \pm 1$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 5c' \pm 2 \text{ пластины}.$$

В обоих случаях полюсное деление будет

$$Q = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{4} \text{ пазов}$$

и пазовые шаги, ближайшие к полюсному делению, будут:

При четном c'

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ пазов},$$

чему соответствуют равносекционная неперекрещивающаяся обмотка с укороченным шагом и перекрещивающаяся с шагом, удлиненным на $\frac{1}{4}$ пазового деления.

Для $u = 3$ примем

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{3} \text{ паза},$$

и получим ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с удлиненным шагом и перекрещивающуюся с шагом, укороченным на $\frac{1}{12}$ пазового деления.

Для $u = 5$ пазовый шаг будет

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{5} \text{ паза},$$

и обмотка получится ступенчатой, неперекрещивающейся, с укороченным шагом, и перекрещивающейся, с шагом, удлиненным на $\frac{1}{20}$ пазового деления.

При нечетном c' для равносекционной обмотки будет

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза}$$

и шаг неперекрещивающейся обмотки будет удлинен, шаг перекрещивающейся обмотки укорочен на $\frac{1}{4}$ пазового деления.

При $u = 3$ можно применить

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{6} \text{ паза},$$

и получить ступенчатую обмотку неперекрешивающуюся с шагом укороченным, и перекрещивающуюся с шагом, удлиненным на $\frac{1}{12}$ пазового деления.

При $u = 5$ примем шаг

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{3}{10} \text{ паза},$$

которому соответствует ступенчатая обмотка неперекрещивающаяся с удлиненным шагом и перекрещивающаяся с шагом, укороченным на $\frac{1}{20}$ пазового деления.

Для $p = 4$, $u = 3$ имеем $n = -1$, число пазов

$$N_d = 4c' \mp 1$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 3c' \pm 1 \text{ пластина}.$$

Полюсное деление будет в этом случае

$$Q = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{8} \text{ паза}$$

и пазовые шаги, ближайшие к полюсному делению, будут:

В случае четного c' шаг для равносекционной обмотки будет

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

т. е. для неперекрещивающейся обмотки будет удлинен и для перекрещивающейся обмотки укорочен на $\frac{1}{8}$ пазового деления.

Можно также принять

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{3} \text{ паза},$$

чему соответствует ступенчатая неперекрещивающаяся обмотка с укороченным шагом и перекрещивающаяся с шагом, удлиненным на $\frac{5}{24}$ пазового деления.

При нечетном c' равносекционной обмотке соответствует пазовый шаг

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{2} \text{ паза},$$

являющийся для неперекрещивающейся обмотки укороченным и для перекрещивающейся обмотки удлиненным на $\frac{3}{8}$ пазового деления.

Принимая

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{6} \text{ паза},$$

получим ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом и перекрещивающуюся с шагом, удлиненным на $\frac{1}{24}$ пазового деления.

Для $p = 4$, $u = 5$ имеем $n = 1$, соответствующее число пазов будет

$$N_d = 4c' \pm 1$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 5c' \pm 1 \text{ пластина}.$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{8} \text{ паза}.$$

Для четного c' пазовые шаги равносекционной обмотки будут

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза}.$$

Этот шаг для неперекрещивающейся обмотки является укороченным, а для перекрещивающейся обмотки удлиненным на $\frac{1}{8}$ пазового деления.

Можно также принять

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{5} \text{ паза}$$

и получить ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с удлиненным шагом и перекрещивающуюся с шагом, укороченным на $\frac{3}{40}$ пазового деления.

Для нечетного c' и равносекционной обмотки пазовый шаг будет

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза},$$

т. е. для неперекрещивающейся обмотки он будет удлинен, для перекрещивающейся обмотки укорочен на $\frac{3}{8}$ пазового деления.

Принимая

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{10} \text{ паза},$$

получим ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом и перекрещивающуюся с шагом, удлиненным на $\frac{1}{40}$ пазового деления.

Данные для этих обмоток составлены в таблицы 13-5—13-8 (стр. 936—939).

14. МНОГОКРАТНЫЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Генераторы постоянного тока, предназначенные для электролиза, строятся обычно для весьма низких напряжений и больших токов. Выполнение их обмоток часто связано со значительными трудностями конструктивного порядка. Число проводников и пазов якоря этих машин при низком напряжении получается относительно малым, так что пазовые деления здесь велики. В результате магнитное сопротивление всей машины при вращении якоря существенно меняется; создаются большие пульсации магнитного потока, вызывающие образование как вихревых токов в массивных частях магнитного контура, так и добавочных потерь, которые при неправильной конструкции машины могут иметь значительную величину. Помимо этого, сечения проводников якоря часто достигают значительной величины и в проводниках в процессе коммутации создаются большие добавочные потери от вихревых токов, которые хотя и могут в некоторых случаях улучшить коммутацию, но во всяком случае ухудшают эффективность машины.

Эти трудности можно устранить путем увеличения числа полюсов, в результате чего в обмотке якоря получим ряд параллельных ветвей. В других случаях можно применить однослойную обмотку. У крупных быстроходных машин напряжение между пластинами достигает опасной величины, так что требуется принять меры для его понижения. В таких случаях трудности можно преодолеть путем применения многократной множественной параллельной обмотки. При надлежащем выполнении такой обмотки следует добиваться равномерного распределения тока между отдельными параллельными ветвями, и вместе с тем стремиться к увеличению числа пазов якоря и числа коллекторных пластин. При этом напряжение по коллектору распределяется более равномерно.

Для надлежащего распределения тока между отдельными параллельными ветвями необходимо, чтобы электродвижущие силы, индуктируемые в параллельных ветвях, так же как и сопротивления этих ветвей, были совершенно оди-

наковы. Для этого необходима совершенная симметрия обмотки якоря и магнитных контуров отдельных пар полюсов. Однако добиться такой абсолютной симметрии весьма трудно, и поэтому такие обмотки следует создавать так, чтобы между парами параллельных ветвей можно было поместить уравнительные соединения. Для этого требуется, чтобы потенциальные диаграммы таких пар параллельных ветвей совпадали. Что касается множественных параллельных обмоток, то в настоящее время применяются как петлевая, так и волновая обмотки. Поэтому выведем основные правила, которых при проектировании таких обмоток необходимо придерживаться .

Что касается параллельных обмоток, то их выполнимость связана с правилами, выведенными в параграфе 10 настоящей главы.

Для многократных множественных параллельных обмоток, однако, эти правила следует дополнить еще другими условиями. У таких обмоток число пар параллельных ветвей кратно числу пар полюсов

$$a = y_{k_s} p, \tag{14-1}$$

где y_{k_s} – коллекторный шаг петлевой обмотки. Применяя соотношения (10-3) и (10-4), справедливые для простых параллельных обмоток, получим для многократных множественных параллельных равносекционных обмоток

$$ut = kpy_{k_s} \tag{14-2}$$

и для многократных множественных параллельных ступенчатых обмоток

$$ut = 2kpy_{k_s}. \tag{14-3}$$

Анализируя ближе формулы (14-2) и (14-3), мы убеждаемся в том, что потенциальные диаграммы всех параллельных ветвей сольются в одну диаграмму, однако же отдельные параллельные ветви укладываются в общих пазах, в результате чего эти множественные многократные параллельные обмотки вырождаются в простые параллельные обмотки. Притом проводники различных ветвей, расположенные в общих пазах, являются элементарными проводниками общей простой параллельной обмотки. Коллекторные пластины равного потенциала, принадлежащие различным параллельным ветвям, лежат друг возле друга, в силу чего такие пары пластин образуют общие пластины вырожденной параллельной обмотки.

Вырожденные многократные множественные параллельные обмотки можно с успехом использовать у обмоток с двумя коллекторами и у коллекторных машин переменного тока. В других случаях у машин постоянного тока они по сравнению с простыми параллельными обмотками не имеют никаких существенных преимуществ.

При проектировании нормальной многократной множественной параллельной обмотки требуется соблюдать следующие условия:

1. Отношение ut/py_{k_s} в случае равносекционных обмоток или отношение $ut/2py_{k_s}$ в случае ступенчатых обмоток должно выражаться несократимой дробью. (14-4)
2. Отношение N_d/p должно быть целым числом. (14-5)
3. Отношение $y_p = K/p$ должно быть целым числом, не имеющим общего делителя с коллекторным шагом y_k. (14-6)

В случае выполнения этих условий получается нормальная многократная множественная параллельная обмотка, нераспадающаяся на простые параллельные обмотки. Приведенные условия могут быть упрощены, так как из второго условия (14-5) следует, что наибольший общий делитель числа пазов и числа пар полюсов равен

$$t = p\,.$$

В результате этого первое условие (14-4) примет вид

$$\frac{u}{y_{k_s}} \quad \text{или} \quad \frac{u}{2y_{k_s}} = \text{несократимая дробь}\,. \qquad (14\text{-}4')$$

Третье условие (14-6) выполняется при

$$\frac{K}{a} = \text{несократимая дробь}\,. \qquad (14\text{-}6')$$

а) МНОГОКРАТНЫЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ПЕТЛЕВЫЕ ОБМОТКИ

Коллекторный шаг множественных параллельных петлевых обмоток равен

$$y_{k_s} = \pm\,\frac{a}{p}\,.$$

Знаку плюс соответствуют неперекрещивающиеся и знаку минус — перекрещивающиеся обмотки. Согласно уравнению (11-5) число пазов

$$N_d = pc'$$

и потенциальный шаг коллектора (11-7)

$$y_p = uc'\,.$$

Проанализируем более детально, в каких случаях эти уравнения соответствуют условиям для нормальной множественной параллельной обмотки.

1. Рассмотрим общий случай многократной множественной параллельной петлевой обмотки для

$$\text{четного } y_{k_s} \quad \text{и} \quad \text{нечетного } u\,.$$

Первое условие (14-4′) выполнено, так как отношение

$$\frac{u}{y_{k_s}} \quad \text{или} \quad \frac{u}{2y_{k_s}} = \frac{2n+1}{2n'} = \text{дробь}\,,$$

причем n или n' — любые целые числа.

Условия (14-6) или (14-6′), по которым y_{k_s} и y_p не должны иметь общего делителя, будут выполнены тогда, когда c' — нечетное число и y_{k_p} не имеют общего делителя, т. е. когда

$$c' = 2c'' + 1\,,$$

где c'' — любое целое число. Число пазов будет в таком случае

$$N_d = p(2c'' + 1) \qquad (14\text{-}7)$$

и потенциальный шаг

$$y_p = u(2c'' + 1)\,. \qquad (14\text{-}8)$$

Полюсному делению соответствует число пазов

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{p(2c''+1)}{2p} = c'' + 0{,}5\,.$$

Учитывая большую ширину коммутационной зоны многократных множественных параллельных обмоток мы выбираем величину первых пазовых шагов по возможности наиболее близкой к величине полного шага, а именно, либо шаг

$$y_{d_1} = c''\,,$$

из чего следует равносекционная обмотка, с шагом, укороченным на половину пазового деления, либо

для $u = 3$ шаг $y'_{d_1} = c'' + \frac{1}{3}$ паза, и

для $u = 5$ шаг $y'_{d_1} = c'' + \frac{2}{5}$ паза.

Таким образом получается ступенчатая обмотка с шагом, укороченным на $\frac{1}{2}u$ пазового деления. Так как $t = p$, то число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{t} = 2c'' + 1$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \alpha'\,.$$

По этим формулам составлены таблицы многократных множественных параллельных обмоток, приведенные в приложении, а именно (стр. 940—944):

14-1 для $y_{k_s} = 2\,,\ u = 1\,,$

14-2 для $y_{k_s} = 2\,,\ u = 3\,,$

14-3 для $y_{k_s} = 2\,,\ u = 5\,,$

14-4 для $y_{k_s} = 4\,,\ u = 1\,,$

14-5 для $y_{k_s} = 4\,,\ u = 3\,.$

На рис. 14-1 приведен потенциальный многоугольник двойственной параллельной петлевой равносекционной обмотки для $u = 3$ и на рис. 14-2 — многоугольник такой же обмотки, выполненной в виде ступенчатой.

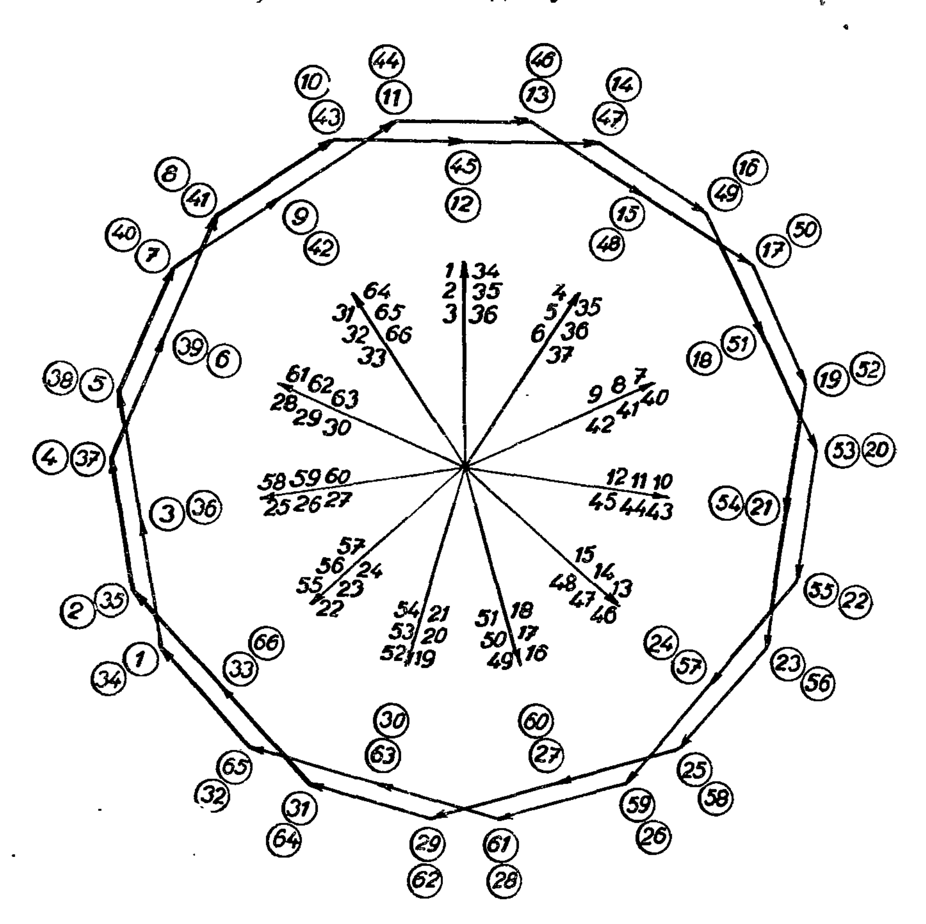


Рис. 14-1. Потенциальный многоугольник двойственной параллельной петлевой равносекционной обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 22$, $u = 3$, $N_c = K = 66$, $y_k = 2$, $y_p = 33$, $Q = 5{,}5$, $y_{d_1} = 5$, $y_1 = 15$, $y_2 = -13$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.

2. Рассмотрим теперь общий случай многократной множественной параллельной обмотки, где y_{k_s} — нечетное число, и u — нечетное или четное число.

При этом предположим, что условие (14-4′) выполнено так же, как и условие (14-6′). Число пазов согласно уравнению (11-5) будет

$$N_d = pc'.$$

Эквипотенциальный шаг следует из формулы (11-7)

$$y_p = uc'.$$

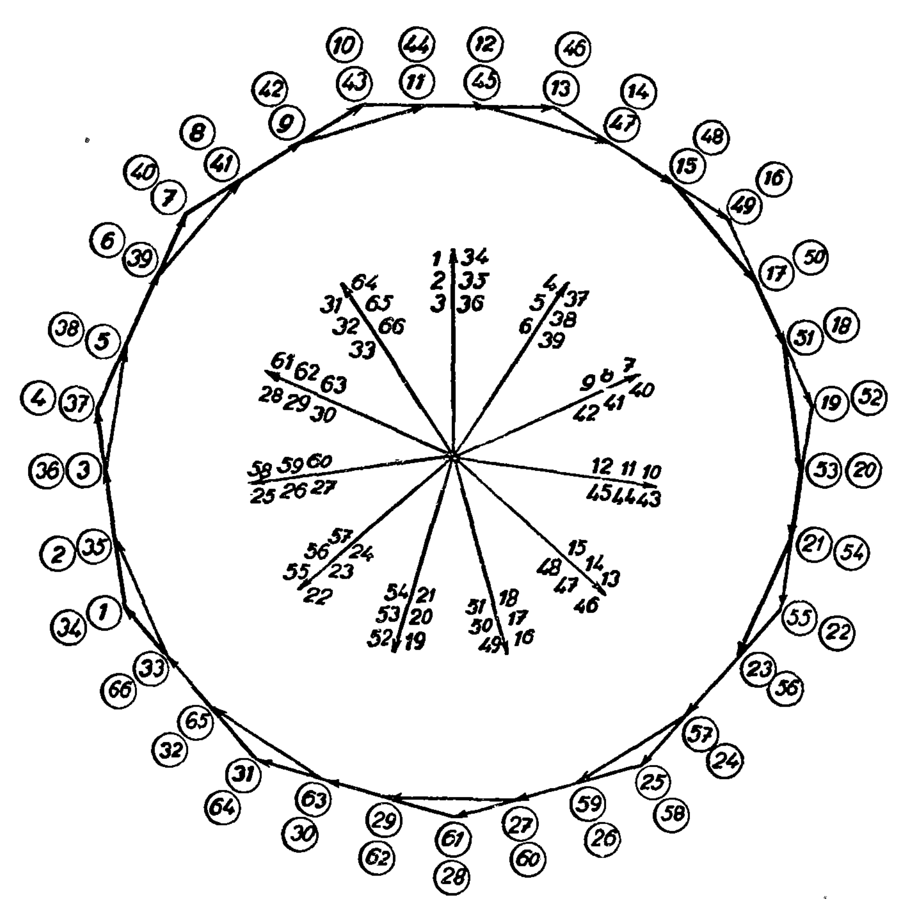


Рис. 14-2. Потенциальный многоугольник двойственной параллельной петлевой ступенчатой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 22$, $u = 3$, $N_c = K = 66$, $y_k = 2$, $y_p = 33$, $Q = 5{,}5$, $y_{d_1} = 5\frac{1}{3}$, $y_1 = 16$, $y_2 = -14$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.

Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2}\,\text{паза}.$$

Ближайшие к полюсному делению пазовые шаги равны:

для четного c'

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2}\,\text{паза},$$

чему соответствует равносекционная обмотка с полным шагом,

для нечетного c'

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{2}\,\text{паза},$$

в результате чего получаем равносекционную обмотку с шагом, укороченным на половину пазового деления.

Для четного u пазовый шаг примем

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

чему соответствует ступенчатая обмотка с полным шагом.

Для $u = 3$ примем

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{6} \text{ паза} .$$

и для $u = 5$

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{10} \text{ паза},$$

так что получается ступенчатая обмотка с шагом, укороченным на $\frac{1}{2u}$ пазового деления.

Число лучей звезды векторов будет

$$P = \frac{N_d}{t} = c', \quad \text{и} \quad \alpha = \alpha'.$$

В приложении приведены таблицы, рассчитанные по выведенным формулам,

14-6 для $y_{k_s} = 3$, $u = 1$ (стр. 945),
14-7 для $y_{k_s} = 3$, $u = 2$ (стр. 946),
14-8 для $y_{k_s} = 3$, $u = 4$ (стр. 947).

б) МНОГОКРАТНЫЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ВОЛНОВЫЕ ОБМОТКИ

Число пазов согласно уравнению (12-1)

$$N_d = \frac{p}{u}(c \pm y_{k_s}). \tag{14-9}$$

Потенциальный шаг дается формулой (12-2)

$$y_p = c \pm y_{k_s}. \tag{14-10}$$

Коллекторный шаг волновой обмотки будет

$$y_{k_v} = c. \tag{14-11}$$

Верхний знак относится к неперекрещивающейся, нижний к перекрещивающейся обмотке.

Первое условие (14-4′) исправной работы множественных параллельных обмоток выполнено, если у равносекционных обмоток $u < y_{k_s}$ и у ступенчатых обмоток $u < 2y_{k_s}$, в общем случае, если $u \neq ny_{k_s}$, где n — любое целое число. Второе условие (14-5), по которому N_d/p должно равняться целому числу, выполняется согласно (14-4) для

$$\frac{c \pm y_{k_s}}{u} = \text{целое число}\,,$$

чему удовлетворяет

$$c = uc' \mp y_{k_s}\,,$$

где c' — любое целое число. Отсюда согласно уравнению (14-9) имеем число пазов

$$N_d = pc'\,. \qquad (14\text{-}9')$$

Эквипотенциальный шаг определяется по формуле (14-10):

$$y_p = uc' \text{ пластин} \qquad (14\text{-}10')$$

и коллекторный шаг

$$y_{k_v} = uc' \mp y_{k_s} \text{ пластин}\,. \qquad (14\text{-}11')$$

Третье условие (14-6),по которому y_{k_v} и y_p не должны иметь общего делителя, выполнено в том случае, если y_{k_s} не имеет общего делителя с u и c'.

1. Рассмотрим различные случаи, но прежде всего случай, когда

$$y_{k_s} = \frac{a}{p} = \text{четное число}, \quad u = \text{нечетное число}\,.$$

Первое условие выполнено, так как отношения u/y_{k_s} или $u/2y_{k_s}$ — несократимые дроби.

Второе условие также выполнено, так как $N_d/p = c'$ — целое число. Третье условие, по которому y_{k_v} и y_p не должны иметь общего делителя, выполняется для $c' = 2c' + 1$, но лишь в случае $y_{k_s} \neq 2nu$, где n — любое целое число. Отсюда следует, что третье условие не выполняется в случае обмоток с четным u или с четным y_{k_s}.

Для числа пазов из уравнения (14-9′) получим соотношение

$$N_d = p(2c'' + 1)\,. \qquad (14\text{-}9'')$$

Эквипотенциальный шаг следует из формулы (14-10′)

$$y_p = u(2c'' + 1) \text{ пластин} \qquad (14\text{-}10'')$$

и коллекторный шаг из уравнения (14-11′)

$$y_{k_v} = u(2c'' + 1) \mp y_{k_s} \text{ пластин}\,. \qquad (14\text{-}11'')$$

Полюсное деление равно

$$Q = c'' + \frac{1}{2}\text{ паза}.$$

Пазовые шаги, ближайшие к полюсному делению, для равносекционной обмотки будут

$$y_{d_1} = c''\text{ пазов},$$

т. е. шаг равносекционной обмотки будет укорочен на половину пазового деления.

Для ступенчатой обмотки примем шаг

для $u = 3$

$$y_{d_1} = c'' + \frac{1}{3}\text{ паза},$$

для $u = 5$

$$y_{d_1} = c'' + \frac{2}{5}\text{ паза},$$

так что он будет укорочен на $\frac{1}{2}u$ пазового деления.

В звезде векторов будет

$$P = \frac{N_d}{t} = 2c'' + 1\text{ луч}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \alpha'.$$

В приложении приведены таблицы многократных множественных параллельных волновых обмоток, рассчитанные по следующим данным:

14-1 для $y_{k_s} = 2$, $u = 1$ (стр. 940),
14-2 для $y_{k_s} = 2$, $u = 3$ (стр. 941),
14-3 для $y_{k_s} = 2$, $u = 5$ (стр. 942),
14-4 для $y_{k_s} = 4$, $u = 1$ (стр. 943),
14-5 для $y_{k_s} = 4$, $u = 3$ (стр. 944).

2. Аналогично рассмотрим и многократные множественные параллельные волновые обмотки для:

$$y_{k_s} = \frac{a}{p} = \text{нечетное число}, \quad u = \text{четное или нечетное число}.$$

Число шагов определим по формуле (14-9')

$$N_d = pc'$$

а соответствующий эквипотенциальный шаг по формуле (14-10')

$$y_p = uc',$$

соответствующий коллекторный шаг по формуле (14-11')

$$y_{k_v} = uc' \pm y_{k_s}.$$

Первое условие, чтобы отношение u/y_{k_s} или $u/2y_{k_s}$ было числом дробным, выполнено всегда, за исключением случая $u = ny_{k_s}$. Второе условие выполнено, так как $N_d/p = c'$ — целое число. Третье условие, чтобы y_p и y_{k_v} не имели общего делителя, выполнено при $u \neq ny_{k_s}$ за исключением случаев, когда $c' = n'y_{k_s}$; n и n' — любые целые числа.

Полюсное деление равно

$$Q = 0{,}5c'$$

и пазовые шаги, ближайшие к полюсному делению, для четного c' будут

$$y_{d_1} = 0{,}5c' \text{ пазов},$$

причем обмотка будет равносекционной с полным шагом.

Для нечетного c' примем шаг

$$y_{d_1} = 0{,}5(c' - 1) \text{ пазов},$$

что соответствует равносекционной обмотке с шагом, укороченным на половину пазового деления. И наконец, для четного u может быть

$$y'_{d_1} = 0{,}5c',$$

так что обмотка получается ступенчатой с полным шагом.

Для $u = 3$ первый шаг по пазам принимаем

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{6} \text{ паза}$$

и для $u = 5$

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{10} \text{ паза},$$

причем обмотка будет ступенчатой с шагом, укороченным на $\frac{1}{2}u$ пазового деления.

В звезде векторов будет

$$P = c' \text{ лучей}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \alpha'.$$

Данные для тройственных множественных параллельных волновых обмоток сведены в таблицы

14-6 для $y_{k_s} = 3$, $u = 1$ (стр. 945),
14-7 для $y_{k_s} = 3$, $u = 2$ (стр. 946),
14-8 для $y_{k_s} = 3$, $u = 4$ (стр. 947).

На рис. 14-3 построен потенциальный многоугольник тройственной параллельной волновой обмотки для $u = 1$.

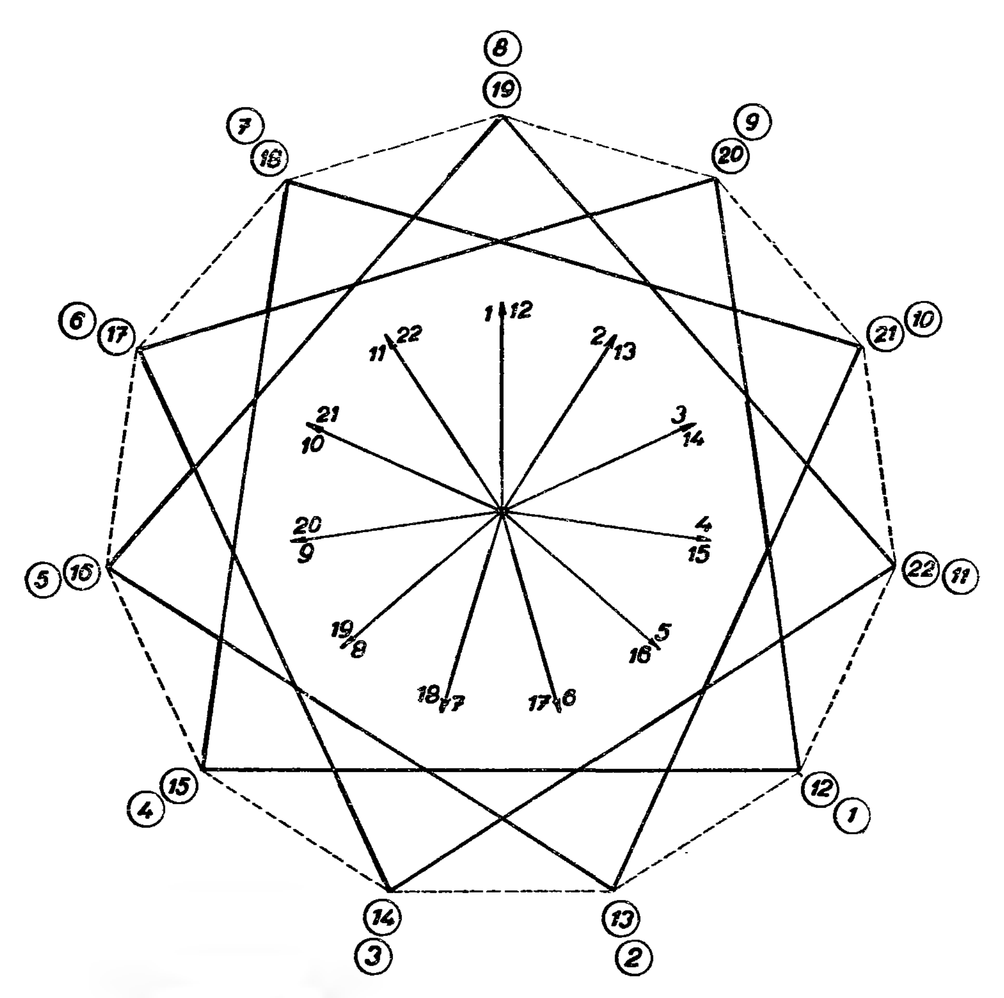


Рис. 14-3. Потенциальный многоугольник тройственной параллельной волновой обмотки; $p = 2$, $a = 6$, $N_d = 22$, $u = 1$, $N_c = K = 22$, $y_k = 8$, $y_p = 11$, $Q = 5{,}5$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = 3$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.

15. ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Для того, чтобы предотвратить вырождение параллельно-последовательных обмоток в простые последовательные обмотки, требуется выполнить определенные условия аналогично тому, как и в случае множественных параллельных обмоток. При неправильно спроектированной обмотке может встретиться даже такой случай, что напряжения отдельных параллельных ветвей не будут

равны друг другу. В таком случае нагрузка якоря распределяется по отдельным параллельным ветвям неравномерно. Чтобы получить исправно работающую параллельно-последовательную обмотку, необходимо обеспечить выполнение следующих условий:

$$p/a = \text{целое число}$$

и (15-1)

$$N_d/a = \text{целое число}\,.$$

В таком случае обмотки будут нормальными, невырожденными. В противном случае получатся вырожденные обмотки, являющиеся по существу простыми последовательными обмотками. Вырожденные обмотки имеют определенное значение для двухколлекторных машин.

Согласно уравнению (12-1) число пазов параллельно-последовательной обмотки соответствует формуле

$$N_d = \frac{a}{u}\left(\frac{p}{a}c \pm 1\right).$$

Положим

$$\frac{p}{a} = t_1\,,$$

где t_1 — целое число, и получим

$$N_d = \frac{a}{u}(t_1 c \pm 1)\,. \tag{15-1'}$$

Соответствующий потенциальный шаг следует из уравнения

$$y_p = \frac{uN_d}{a} = (t_1 c \pm 1)\ \text{пластин}\,, \tag{15-2}$$

коллекторный шаг из уравнения (12-5)

$$y_k = c\ \text{пластин}\,.$$

Число лучей звезды векторов равно

$$P = \frac{t_1 c \pm 1}{u}\,,$$

так как наибольший общий делитель N_a и p равен $t = a$.

Угол между смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{t_1 c \pm 1}u$$

и пазовый шаг в звезде векторов

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{t_1 c \pm 1} u \frac{p}{a},$$

или

$$\alpha = t_1 \alpha'.$$

При этом верхнему знаку соответствует неперекрещивающаяся, нижнему — перекрещивающаяся обмотка.

Рассмотрим параллельно-последовательную обмотку для различных значений величин t_1 и u.

1-й случай: $t_1 = p/a$ = четное число, u = нечетное число.

Выражение $(t_1 c \pm 1)$ представлено нечетным числом для любого c. Так как число пазов должно быть кратным числу a, то уравнение (15-1') не может быть выполнено, так как t_1 и u — четные числа. Обмотка, следовательно, невыполнима.

2-й случай: $t_1 = p/a$ = четное число, u = нечетное число.

Пусть будет $t_1 = 2$.

В таком случае число пазов согласно (15-1') будет

$$N_d = \frac{a}{u}(2c \pm 1).$$

Выражение в скобках является для любого c нечетным числом. Для того, чтобы число пазов равнялось целому числу, это выражение должно делиться на u:

$$2c \pm 1 = u(2c' + 1).$$

Отсюда следует

$$c = \tfrac{1}{2}(2uc' + u \mp 1).$$

Этому соответствует число пазов

$$N_d = a(2c' + 1). \tag{15-3}$$

Потенциальный шаг будет по (15-2) равен

$$y_p = u(2c' + 1) \text{ пластин} \tag{15-4}$$

и коллекторный шаг

$$y_k = \frac{2uc' + u \mp 1}{2} \text{ пластин}. \tag{15-5}$$

Полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{4} \text{ паза}, \tag{15-6}$$

так как $p = 2a$.

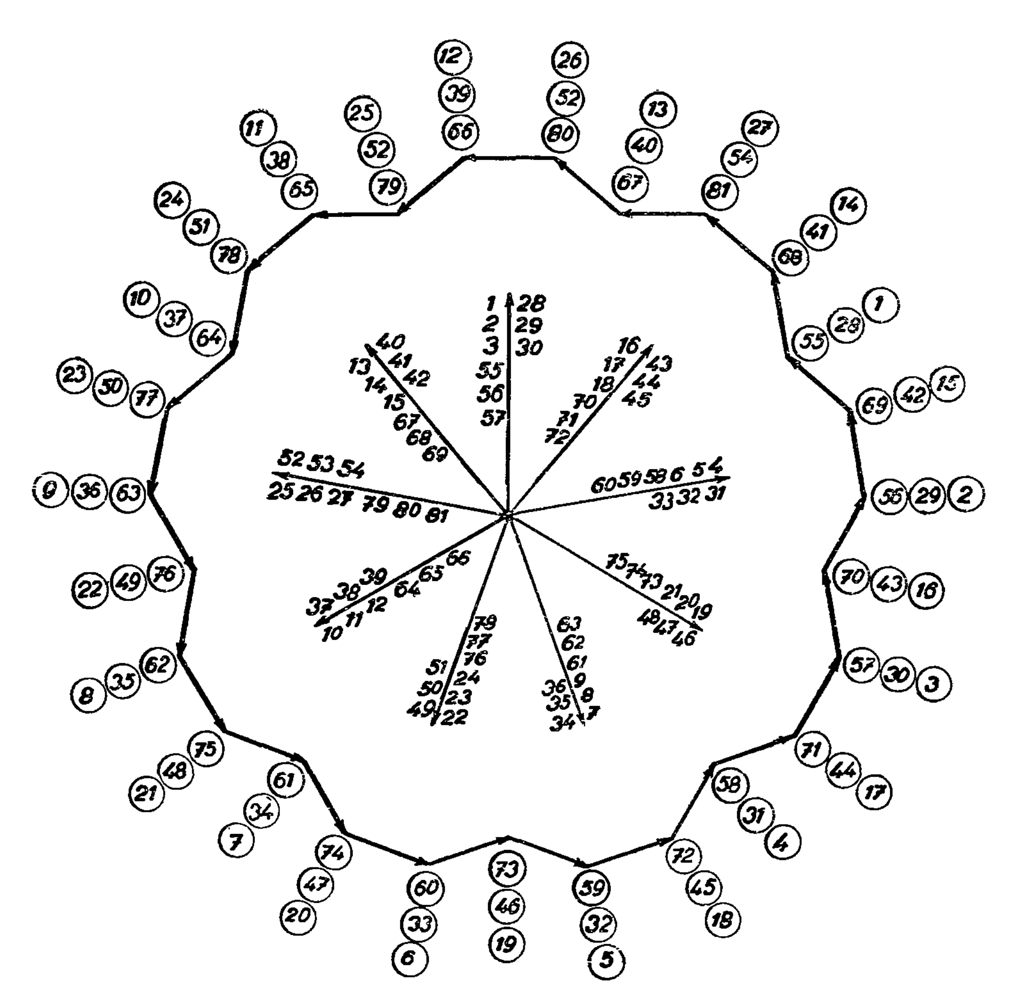


Рис. 15-1. Многоугольник напряжений параллельно-последовательной равносекционной обмотки; $p = 6$, $a = 3$, $N_d = 27$, $u = 3$, $N_c = K = 81$, $y_k = 13$, $y_p = 27$, $Q = 2{,}25$, $y_{d_1} = 2$, $y_1 = 6, y_2 = 7, P = 9, \alpha = 2\alpha'$.

Пазовые шаги, ближайшие к полюсному делению, будут:

Для четного c':

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

т. е. обмотка получается равносекционной, с шагом, укороченным на $\frac{1}{4}$ пазового деления.

Или же, для $u = 3$

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{3} \text{ паза},$$

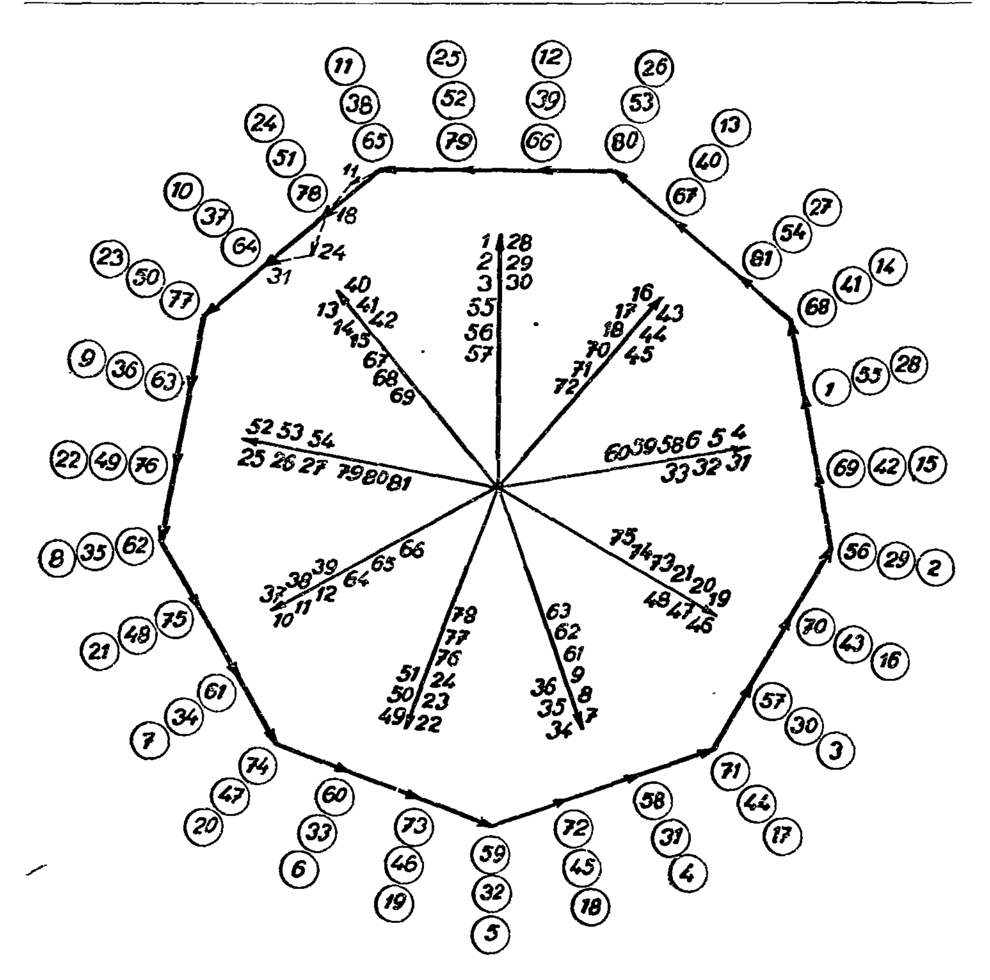


Рис. 15-2. Многоугольник напряжений параллельно-последовательной ступенчатой обмотки; $p = 6$, $a = 3$, $N_d = 27$, $u = 3$, $N_c = K = 81$, $y_k = 13$, $y_p = 27$, $Q = 2,25$, $y_{d_1} = 2\frac{1}{3}$, $y_1 = 7$, $y_2 = 6$, $P = 9$, $\alpha = 2\alpha'$.

чему соответствует ступенчатая обмотка с шагом, удлиненным на $\frac{1}{12}$ пазового деления.

Для $u = 5$

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{5}$$

и обмотка получается ступенчатой, с шагом, укороченным на $\frac{1}{20}$ пазового деления.

Для нечетного c':

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{2}$$

чему соответствует равносекционная обмотка с шагом, удлиненным на $\frac{1}{4}$ пазового деления.

Для $u = 3$

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{6}\text{ паза}.$$

Этим определяется ступенчатая обмотка с шагом, укороченным на $\frac{1}{12}$ пазового деления.

Для $u = 5$ будет

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{3}{10}\text{ паза}$$

и соответствующая обмотка получается ступенчатой с шагом, удлиненным на $\frac{1}{20}$ пазового деления.

В приложении приведены таблицы 15-1 (стр. 948) для $t_1 = 2$, $u = 3$, и 15-2 (стр. 949) для $t_1 = 2$, $u = 5$. На рис. 15-1 приведен потенциальный многоугольник для $t_1 = 2$, $u = 3$ для равносекционной и на рис. 15-2 — для ступенчатой обмотки.

3-й случай: $t_1 = p/a$ = нечетное число, u = четное число.

а) Положим $t_1 = 3$, $u = 2$.

Число пазов следует из формулы (15-1′)

$$N_d = \frac{a}{2}(3c \pm 1).$$

Выражение в скобках делится на два в случае нечетного $c = 2c' \pm 1$, откуда следует число пазов

$$N_d = a(3c' \pm 2). \qquad (15\text{-}7)$$

Этому соответствует потенциальный шаг

$$y_p = 2(3c' \pm 2)\text{ пластин} \qquad (15\text{-}8)$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 2c' \pm 1\text{ пластина}. \qquad (15\text{-}9)$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{3}\text{ паза}. \qquad (15\text{-}10)$$

Пазовые шаги, ближайшие к полному шагу, будут:

Для четного c'

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2}\text{ паза},$$

и соответствующая обмотка получается равносекционной, неперекрещива-

ющейся с укороченным шагом, или перекрещивающейся с шагом, удлиненным на $\frac{1}{3}$ пазового деления.

Для ступенчатых обмоток принимаем

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза}$$

и неперекрещивающаяся обмотка получится с удлиненным шагом, перекрещивающаяся обмотка с шагом, укороченным на $\frac{1}{6}$ пазового деления.

Для нечетного c' будет

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза},$$

обмотка получится равносекционной, неперекрещивающейся с удлиненным шагом, или перекрещивающейся, с шагом, укороченным на $\frac{1}{6}$ пазового деления.

Можно также положить

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

и получить ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом, и перекрещивающуюся обмотку с шагом, удлиненным на $\frac{1}{3}$ пазового деления.

б) Положим $t_1 = p/a = 3$, $u = 4$.

Число пазов согласно формуле (15-1′) будет

$$N_d = \frac{a}{4}(3c \pm 1).$$

Это уравнение выполняется при $c = 4c' \pm 1$, так что число пазов будет

$$N_d = a(3c' \pm 1). \tag{15-11}$$

Потенциальный шаг следует из уравнения (15-2):

$$y_p = 4(3c' \pm 1) \text{ пластина} \tag{15-12}$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 4c' \pm 1 \text{ пластина}. \tag{15-13}$$

Полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{6} \text{ паза} \tag{15-14}$$

и первые пазовые шаги, ближайшие к полюсному делению будут следующими:

Для четного c'

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

причем обмотка получится равносекционной, неперекрещивающейся, с укороченным шагом, и перекрещивающейся, с шагом, удлиненным на $\frac{1}{6}$ пазового деления.

Можно также принять

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{4} \text{ паза}$$

и получить ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с удлиненным шагом и перекрещивающуюся обмотку с шагом, укороченным на $\frac{1}{12}$ пазового деления.

Для нечетного c пазовый шаг принимаем равным

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза},$$

обмотка получится равносекционная, неперекрещивающаяся, с удлиненным шагом, или перекрещивающаяся, с шагом, укороченным на $\frac{1}{3}$ пазового деления.

Можно также применить шаг

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза}$$

и получить ступенчатую неперекрещивающуюся обмотку с укороченным шагом, и перекрещивающуюся обмотку с шагом, удлиненным на $\frac{1}{6}$ пазового деления.

Читатель найдет в приложении таблицы таких обмоток, а именно, (15-3) для $t_1 = 3$, $u = 2$, и (15-4) для $t_1 = 3$, $u = 4$.

4-й случай:

$$t_1 = p/a = \text{нечетное число}, \quad u = \text{нечетное число}.$$

а) Для $t_1 = u$ обмотка невыполнима, так как согласно уравнению (15-1) число пазов равнялось бы

$$N_d = a\left(c \pm \frac{1}{u}\right),$$

т. е. не было бы целым числом при любом c.

б) Положим $t_1 = 3$, $u = 5$.

Число пазов

$$N_d = \frac{a}{5}(3c \pm 1).$$

Это уравнение выполняется при $c = 5c' \mp 2$, где c' — любое целое число.

После соответствующей подстановки в это уравнение, получим число пазов

$$N_d = a(3c' \mp 1), \tag{15-15}$$

эквипотенциальный шаг согласно уравнению (15-2)

$$y_p = 5(3c' - 1) \text{ пластина} \tag{15-16}$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 5c' \mp 2 \text{ пластины}. \tag{15-17}$$

Полюсное деление дается в виде

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{6} \text{ паза}. \tag{15-18}$$

Выберем шаги, ближайшие к полюсному делению. Для четного c' первый шаг по пазам будет

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2}.$$

Ему соответствует равносекционная неперекрещивающаяся обмотка с шагом удлиненным, и перекрещивающаяся с шагом, укороченным на $\frac{1}{6}$ пазового деления.

Можно также принять пазовый шаг

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{5} \text{ паза}$$

и получить обмотку ступенчатую, неперекрещивающуюся, с шагом укороченным, и перекрещивающуюся, с шагом, удлиненным на $\frac{1}{30}$ пазового деления.

Для нечетного c' и для равносекционной обмотки пазовый шаг будет

$$y_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{2} \text{ паза},$$

обмотка получится неперекрещивающаяся, с укороченным шагом, и перекрещивающаяся, с шагом, удлиненным на $\frac{1}{3}$ пазового деления.

Для ступенчатой обмотки пазовый шаг принимаем

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \mp \frac{1}{10} \text{ паза},$$

причем шаг неперекрещивающейся обмотки будет удлинен, перекрещивающейся обмотки укорочен на $\frac{1}{15}$ пазового деления. Обмотки приведены в приложении в таблицах 15-5 (стр. 953—954).

16. ОБМОТКИ С УРАВНИТЕЛЬНЫМИ СОЕДИНЕНИЯМИ ВТОРОГО РОДА

Многократные множественные параллельные и параллельно-последовательные обмотки в некоторых случаях не удовлетворяют рассмотренным выше условиям исправного хода обмоток, их потенциальные многоугольники, соответствующие отдельным парам параллельных ветвей, повернуты друг относительно друга. В таких случаях можно такие многоугольники взаимно связывать посредством уравнительных соединений второго рода. Таким образом можно обеспечить надлежащее распределение потенциала по коллектору так же, как и безупречную работу этих обмоток.

Рассмотрим двойственную параллельную обмотку $\left(y_{k_s} = a/p = 2\right)$ с двумя активными сторонами в пазу $(2u = 2)$.

Число пазов удовлетворяет уравнению

$$N_d = 2pc\,, \qquad (16\text{-}1)$$

так что число пазов на полюс будет

$$Q = c\,,$$

где c — любое целое число. Чтобы взаимно связать многоугольники напряжений, первый пазовый шаг для петлевой обмотки принимаем равным

$$y_{d_1} = c \pm 1 \text{ паз} \qquad (16\text{-}2)$$

и для волновой обмотки

$$y_{d_1} = c \mp 1 \text{ паз}\,. \qquad (16\text{-}3)$$

Верхний знак относится к неперекрещивающейся, нижний знак к перекрещивающейся обмотке.

Число пластин равно

$$K = uN_d = 2pc\,.$$

Коллекторный шаг в случае петлевой обмотки

$$y_k = \pm 2 \text{ пластины}$$

и в случае волновой обмотки

$$y_k = 2(c \mp 1) \text{ пластина}\,. \qquad (16\text{-}4)$$

Так как для коллекторного шага и для числа пластин наибольший общий делитель равен 2, то обмотка распадается на два замкнутых контура. Эквипотенциальный шаг уравнителей первого рода равен

$$y_p = \frac{K}{p} = 2c \text{ пластинам}\,. \qquad (16\text{-}5)$$

Число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{p} = 2c\,. \tag{16-6}$$

Положим $c = 5$ и рассмотрим шестиполюсную двойственную параллельную неперекрещивающуюся волновую обмотку со следующими данными:

$$p = 3\,,\quad a = 6\,,\quad u = 1\,,\quad N_d = 30\,,\quad N_c = K = 30\,.$$

Коллекторный шаг неперекрещивающейся обмотки согласно уравнению (16-4) будет

$$y_k = 2(c - 1) = 8 \text{ пластин}\,.$$

Полюсное деление

$$Q = c = 5 \text{ пазов}$$

и первый пазовый шаг согласно формуле (16-3) будет

$$y_{d_1} = 4 \text{ паза}\,.$$

Этому соответствует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 4 \text{ секции}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 4 \text{ секции}\,.$$

Для звезды векторов, согласно уравнению (16-6), получим

$$P = 2c = 10\,.$$

Пазовый шаг в звезде векторов

$$\alpha = \frac{360°}{N_d}\,p = \frac{360°}{2c} = \frac{360°}{P} = \alpha'\,.$$

Так как для коллекторного шага $y_k = 8$ и для числа пластин $K = 30$ наибольший общий делитель равен двум, то обмотка распадается на два замкнутых контура, из которых первый содержит лишь нечетные, второй — лишь четные пластины, как видно из вспомогательной схемы обмотки (рис. 16-1а). Потенциальные многоугольники, соответствующие этим контурам, повернуты друг относительно друга на угол α. Посредством уравнительных соединений первого рода с потенциальным шагом

$$y_p = 2c = 10 \text{ пластин}$$

можно соединить эквипотенциальные пластины, принадлежащие одному и тому же многоугольнику. Взаимная связь обоих многоугольников осуществляется здесь посредством уравнительных соединений второго рода, которые характерны тем, что соединяют пластины одного контура с эквипотенциальными

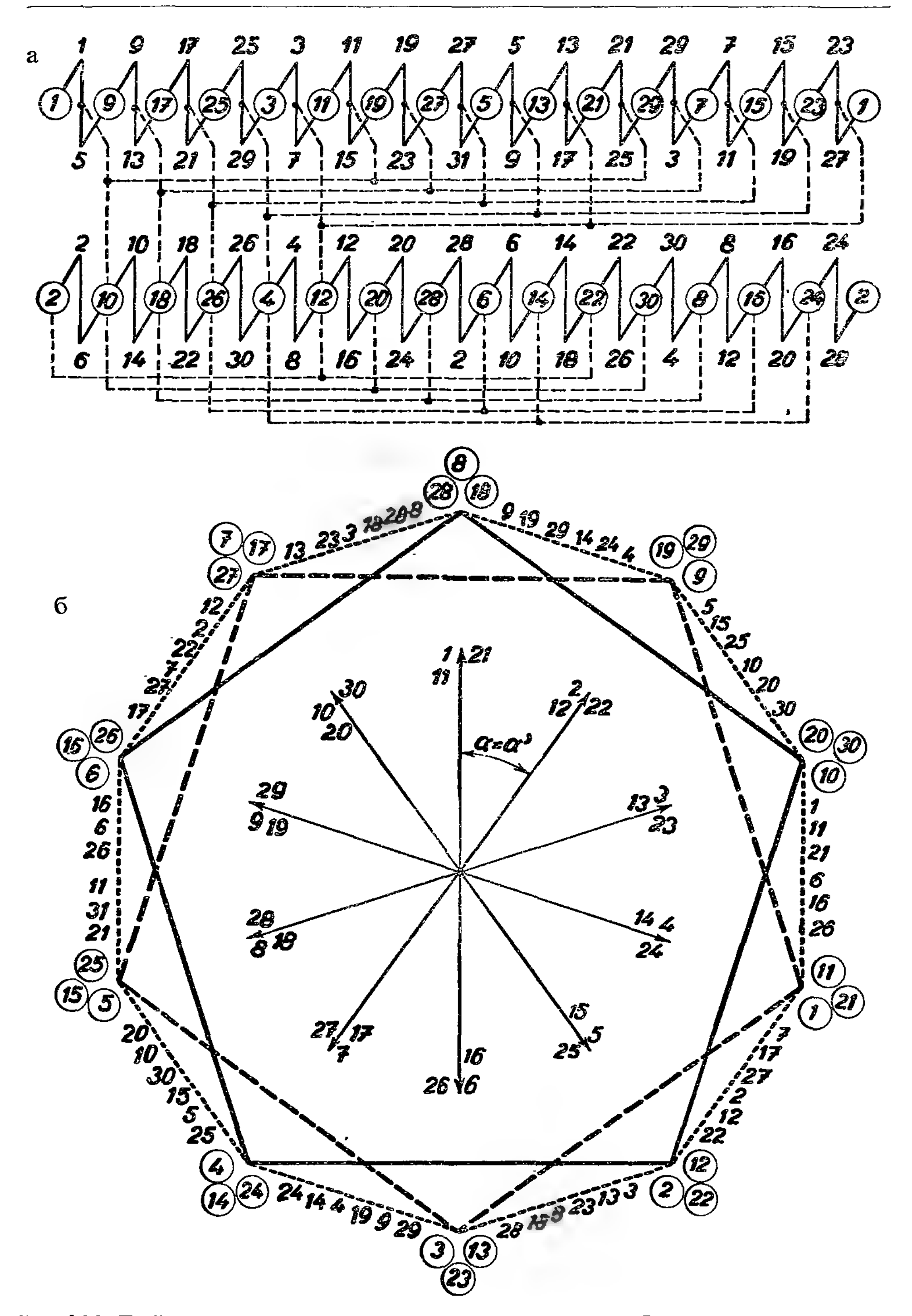
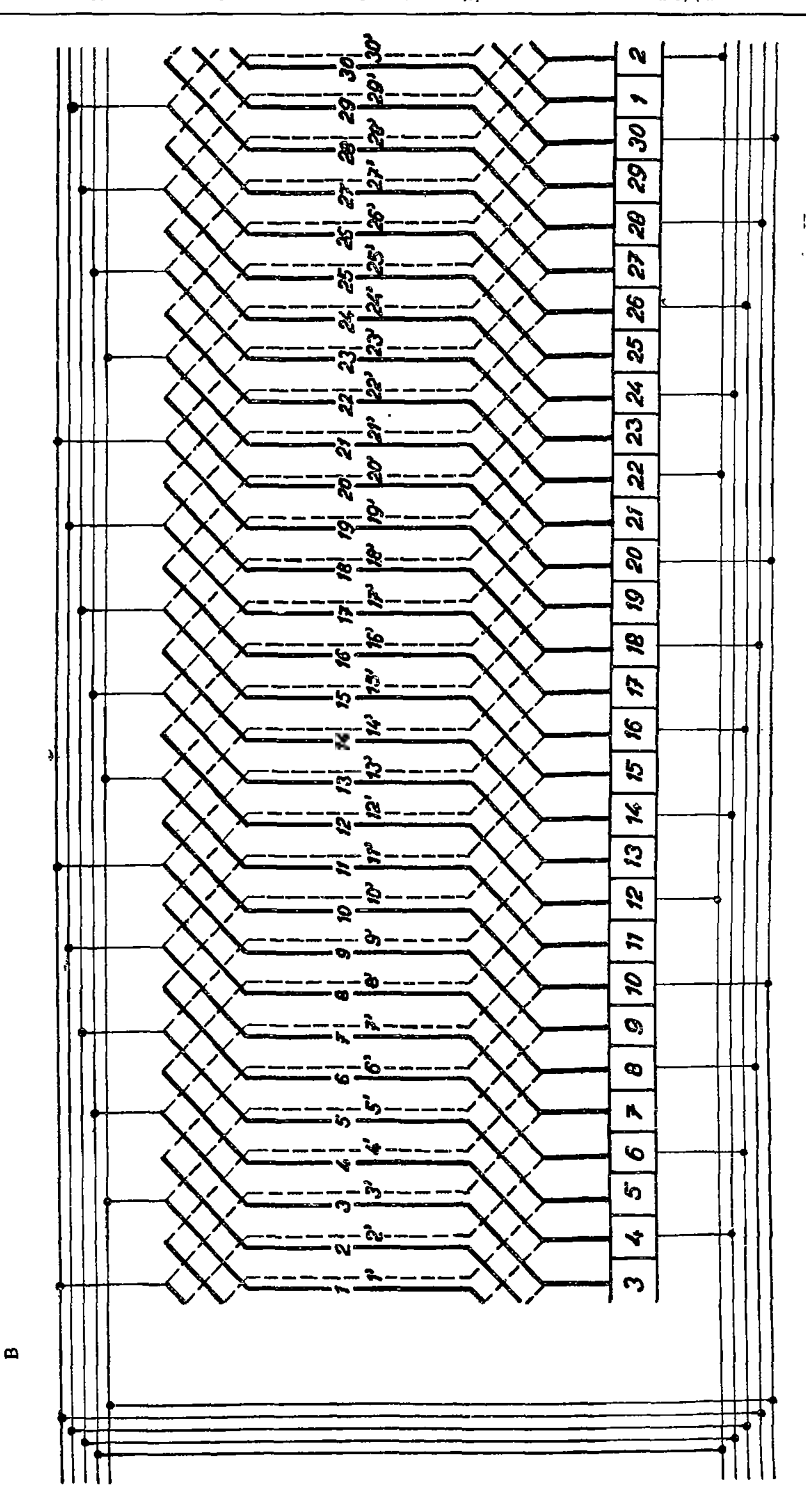


Рис. 16-1. Двойственная множественная параллельная волновая обмотка с уравнительными соединениями первого и второго рода; $p = 3$, $a = 6$, $N_d = 30$, $u = 1$, $N_c = K = 30$, $y_k = 8$, $y_p = 10$, $Q = 5$, $y_{d_1} = y_1 = 4$, $y_2 = 4$, $P = 10$, $\alpha = \alpha'$.



В
1 1' 2 2' 3 3' 4 4' 5 5' 6 6' 7 7' 8 8' 9 9' 10 10' 11 11' 12 12' 13 13' 14 14' 15 15' 16 16' 17 17' 18 18' 19 19' 20 20' 21 21' 22 22' 23 23' 24 24' 25 25' 26 26' 27 27' 28 28' 29 29' 30 30'
3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 1 2

точками на задних лобовых частях секций второго контура. Эти соединения показаны на развернутой конструкционной схеме обмотки (рис. 16-1в). В таблице 16-1 (стр. 955) приведены данные для двойственных параллельных обмоток с двумя активными сторонами в пазу для значений числа пазов на полюс в пределах от $Q = 5$ до $Q = 25$.

Рассмотрим двойственную параллельную обмотку с двумя активными сторонами в одном слое паза ($u = 2$). Для выполнимости уравнительных соединений 2-го рода требуется, чтобы число пазов удовлетворяло уравнению

$$N_d = p(2c \pm 1) \tag{16-7}$$

и чтобы первый шаг по пазам был равным полюсному делению

$$y_{d_1} = Q = \left(c + \tfrac{1}{2}\right) \text{ пазов}, \tag{16-8}$$

где c — любое целое число.

Число пластин

$$K = uN_d = 2p(2c \pm 1).$$

Коллекторный шаг петлевых обмоток

$$y_k = \pm 2 \text{ пластины}$$

и волновых обмоток

$$y_k = 4c \text{ пластин}, \tag{16-9}$$

так что обмотка образует два замкнутых контура. Уравнительные соединения первого рода, соединяющие эквипотенциальные пластины одного контура, имеют шаг

$$y_p = \frac{K}{p} = 2(2c \pm 1) \text{ пластин}. \tag{16-10}$$

Число лучей звезды векторов будет

$$P = \frac{N_d}{p} = 2c \pm 1$$

и пазовый шаг

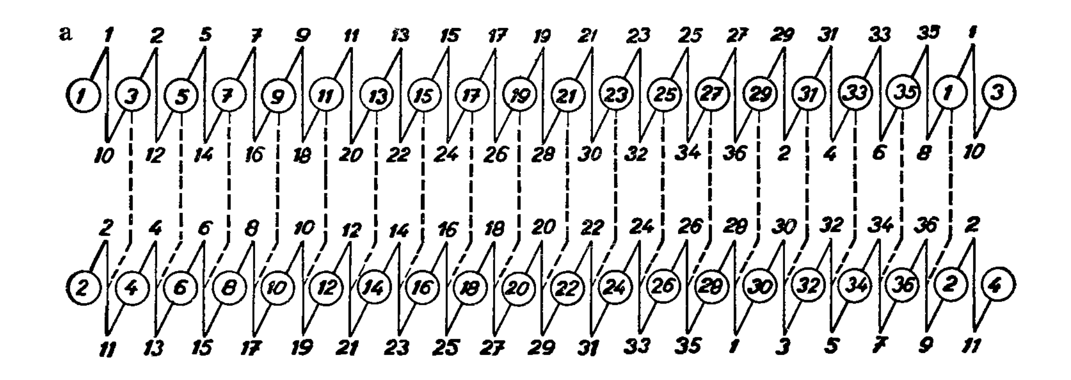
$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{2c \pm 1} = \alpha'.$$

Примем $c = 4$ и рассмотрим двойственную параллельную петлевую неперекрещивающуюся обмотку со следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad u = 2, \quad N_d = 18, \quad N_c = K = 36, \quad y_k = 2.$$

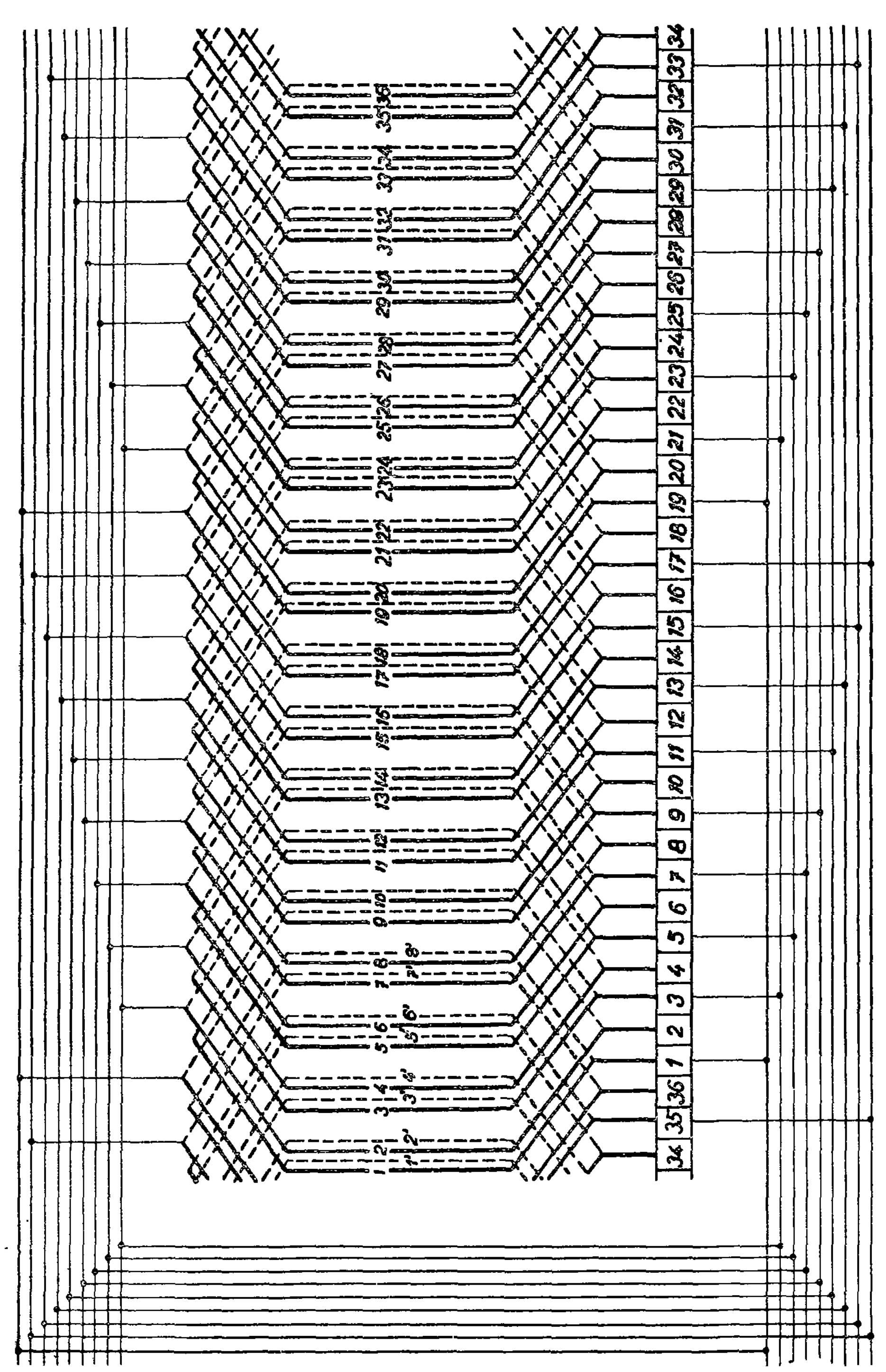
Полюсное деление будет

$$Q = c + 0{,}5 = 4{,}5 \text{ паза},$$



б

Рис. 16-2. Двойственная множественная параллельная петлевая обмотка с уравнительными соединениями второго рода; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 18$, $u = 2$, $N_c = K = 36$, $y_k = 2$, $y_p = 18$, $Q = 4{,}5$, $y_{d_1} = 4{,}5$, $y_1 = 9$, $y_2 = -7$, $P = 9$, $\alpha = \alpha'$.



в

так что первый пазовый шаг будет

$$y_{d_1} = Q = 4{,}5 \text{ паза}$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 2 \text{ пластины}.$$

Получим ступенчатую обмотку с первым секционным шагом

$$y_1 = uy_{d_1} = 9 \text{ секций}$$

и вторым секционным шагом

$$y_2 = y_k - y_1 = -7 \text{ секций}.$$

Потенциальный шаг соединений первого рода будет

$$y_p = 2(2c + 1) = 18 \text{ пластин}.$$

Вспомогательная схема обмотки приведена на рис. 16-2а. Как уже было отмечено, обмотка распалась на два замкнутых контура, из которых один содержит более узкие секции и нечетные пластины, а второй — более широкие секции и четные пластины.

Многоугольники напряжений, соответствующие этим двум контурам, повернуты друг относительно к другу на угол $\alpha/2$ (рис. 16-2б); их можно соединить уравнительными соединениями второго рода, как показано на развернутой конструкционной схеме обмотки (рис. 16-2в). В таблицах 16-2а и 16-2б (стр. 956/7) приведены параметры двойственных параллельных обмоток для $u = 2$, полученные на основании указанных выше формул.

Эти обмотки с успехом применимы и для двухколлекторных машин.

Рассмотрим теперь шестиполюсную параллельно-последовательную обмотку с двумя парами параллельных ветвей и двумя активными сторонами в пазу. Для такой обмотки имеем следующие данные:

$$p = 3, \quad a = 2, \quad u = 1.$$

Число пазов

$$N_d = \frac{1}{u}(cp \pm a),$$

где c — любое целое четное число. После подстановки получим

$$N_d = 6c' \pm 2, \tag{16-11}$$

причем c' — любое целое число. Верхний знак относится к неперекрещивающимся, нижний — к перекрещивающимся обмоткам. Полюсное деление будет

$$Q = c' \pm \tfrac{1}{3} \text{ паза}.$$

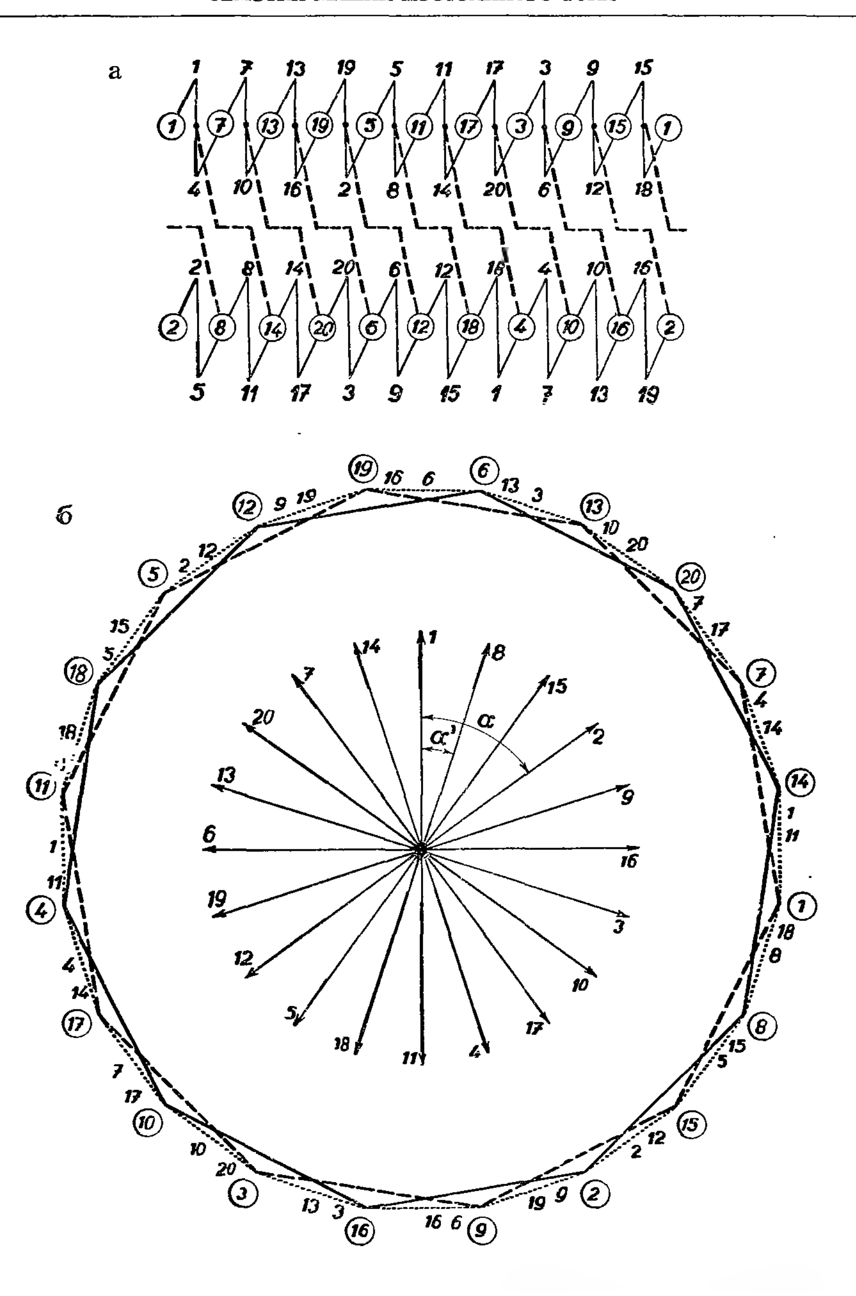
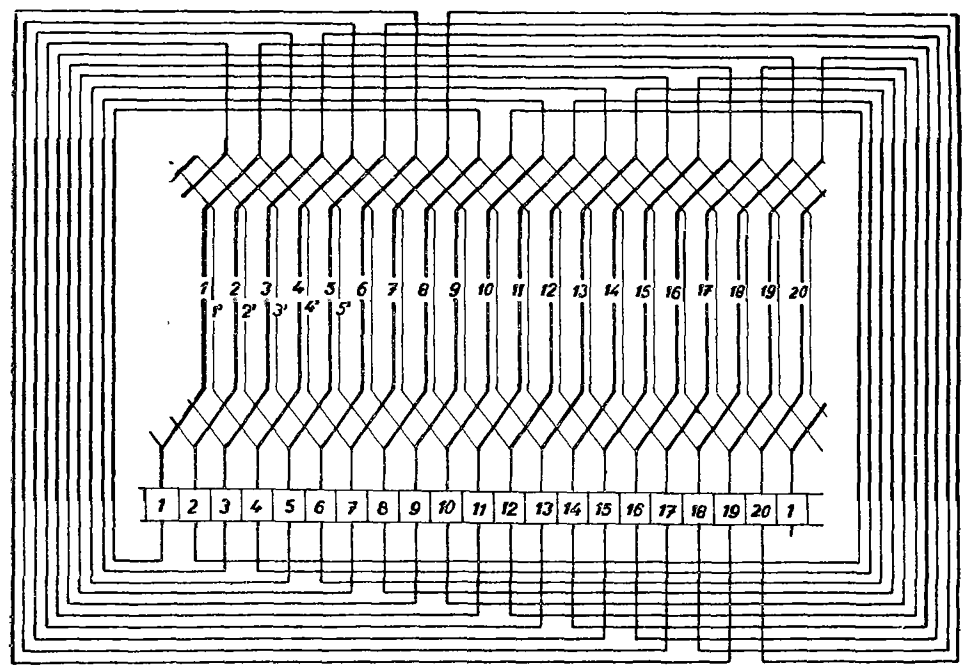


Рис. 16-3. Параллельно-последовательная обмотка с уравнительными соединениями второго рода; $p = 3$, $a = 2$, $N_д = 20$, $u = 1$, $N_c = K = 20$, $y_k = 6$, $Q = 3\frac{1}{3}$, $y_{д_1} = y_1 = 3$, $y_2 = 3$, $P = 20$, $\alpha = 3\alpha'$.

в



Первый шаг по пазам принимаем равным

$$y_{d_1} = c' \text{ пазов},$$

т. е. у неперекрещивающейся обмотки он будет укорочен, а у перекрещивающейся обмотки удлинен на одну треть пазового деления.

Число пластин будет

$$K = uN_d = 6c' \pm 2,$$

коллекторный шаг

$$y_k = c = 2c' \text{ пластин},$$

так что обмотка будет состоять их двух замкнутых контуров. Эквипотенциальных соединений первого рода здесь быть не может, так как отношение p/a не равно целому числу. В звезде векторов будет

$$P = N_d = 6c' \pm 2$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{P} p = p\alpha'.$$

В качестве конкретного примера рассмотрим неперекрещивающуюся параллельно-последовательную обмотку, характеризуемую данными:

$$c' = 3, \quad p = 3, \quad a = 2, \quad u = 1, \quad N_d = 20, \quad N_c = K = 20.$$

Полюсное деление будет

$$Q = c' + \tfrac{1}{3} = 3\tfrac{1}{3} \text{ паза}$$

и первый пазовый шаг

$$y_{d_1} = c' = 3 \text{ паза}.$$

Коллекторный шаг будет

$$y_k = 2c' = 6 \text{ пластин}.$$

Соответствующие секционные шаги будут:

первый $$y_1 = uy_{d_1} = 3 \text{ секции},$$

второй $$y_2 = y_k - y_1 = 3 \text{ секции}.$$

Число лучей звезды векторов

$$P = N_d = 20$$

и пазовый шаг

$$\alpha = p\alpha' = 3\alpha'.$$

Вспомогательная схема приведена на рис. 16-3а. Получаются два замкнутых контура, из которых один содержит нечетные, а другой – четные пластины. Соответствующие потенциальные многоугольники повернуты друг относительно друга на угол α', как это видно из рис. 16-3б. Из потенциальной диаграммы также обнаруживается, что ни в первом, ни во втором контуре нет эквипотенциальных пластин, но что к каждой пластине одного контура имеется одна эквипотенциальная точка на задней лобовой части определенной секции второго контура. Например, пластина *1* имеет то же потенциальное положение, что и средняя точка задней лобовой части секции *8-11*, пластина *2* второго контура имеет то же потенциальное положение, что и средняя точка задней лобовой части секции *9-12*, и т. д. Поэтому посредством уравнительных соединений второго рода можно взаимно связать многоугольники обеих пар параллельных ветвей и обеспечить таким образом исправную работу обмотки. Развернутая схема обмотки показана на рис. 16-3в, данные этих параллельно-последовательных обмоток приведены в таблице 16-3 (стр. 958).

Наконец рассмотрим десятиполюсную параллельно-последовательную обмотку с двумя парами параллельных ветвей и с тремя активными сторонами в одном слое паза. Число пазов у неперекрещивающейся обмотки дается уравнением

$$N_d = 10c' - 6, \tag{16-13}$$

число пластин

$$K = uN_d = 6(5c' - 3).$$

Коллекторный шаг равен

$$y_k = 2(3c' - 2) \text{ пластины}. \tag{16-14}$$

Полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = c' - 0{,}6 \text{ паза}.$$

Обмотку выполним ступенчатой, с первым пазовым шагом

$$y'_{d_1} = c' - \tfrac{2}{3}, \tag{16-15}$$

т. е. с шагом, укороченным на $\frac{1}{15}$ пазового деления. У перекрещивающейся обмотки число пазов удовлетворяет уравнению

$$N_d = 10c' - 4. \tag{16-16}$$

Число пазов будет

$$K = uN_d = 6(5c' - 2)$$

и коллекторный шаг

$$y_k = 2(3c' - 1) \text{ пластина}. \tag{16-17}$$

Полюсное деление

$$Q = c' - 0{,}4 \text{ паза}.$$

Первый пазовый шаг ступенчатой обмотки примем равным

$$y'_{d_1} = c' - \tfrac{1}{3} \text{ паза}, \tag{16-18}$$

т. е. шаг будет удлинен на $\frac{1}{15}$ пазового деления.

Положим $c' = 3$ и рассчитаем неперекрещивающуюся параллельно-последовательную обмотку со следующими данными:

$$p = 5, \quad a = 2, \quad u = 3, \quad N_d = 24, \quad N_c = K = 72.$$

Коллекторный шаг неперекрещивающейся обмотки согласно уравнению (16-14) будет

$$y_k = 14 \text{ пластин}.$$

Полюсное деление будет

$$Q = c' - 0{,}6 = 2{,}4 \text{ паза}.$$

Первый пазовый шаг примем равным

$$y'_{d_1} = c' - \tfrac{2}{3} = 2\tfrac{1}{3} \text{ паза},$$

так что первый секционный шаг будет

$$y_1 = uy'_{d_1} = 7 \text{ секций},$$

второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 7 \text{ секций}.$$

Число лучей звезды векторов

$$P = N_d = 24$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{24} 5 = 5\alpha' .$$

Вспомогательная схема обмотки приведена на рис. 16-4а, потенциальный многоугольник — на рис. 16-4б. Обмотка образует два самостоятельных контура, из которых один проходит через нечетные и второй — через четные пластины. Соответствующие потенциальные диаграммы повернуты друг относительно друга на угол α'.

Секционные напряжения двух друг за другом следующих секций равны, напряжение третьей — несколько ниже. Однако же, каждой пластине одного контура соответствует эквипотенциальная точка на задних лобовых частях секций другого контура, так что оба многоугольника можно связать посредством соединений второго рода. Так, например, пластине *1* первого контура соответствует эквипотенциальная точка на задней лобовой части секции (30-37); аналогично, пластине *2* соответствует эквипотенциальная точка на задней лобовой части секции (31-38) первого контура, и т. д. Данные для этих обмоток приведены в таблице 16-4 (стр. 959).

Иногда применяются и вырожденные обмотки с уравнительными соединениями третьего рода. Назначением таких соединений является обеспечение равномерного распределения напряжения по коллектору. В качестве примера на рис. 16-5 приведена двойственная параллельная петлевая обмотка со следующими данными:

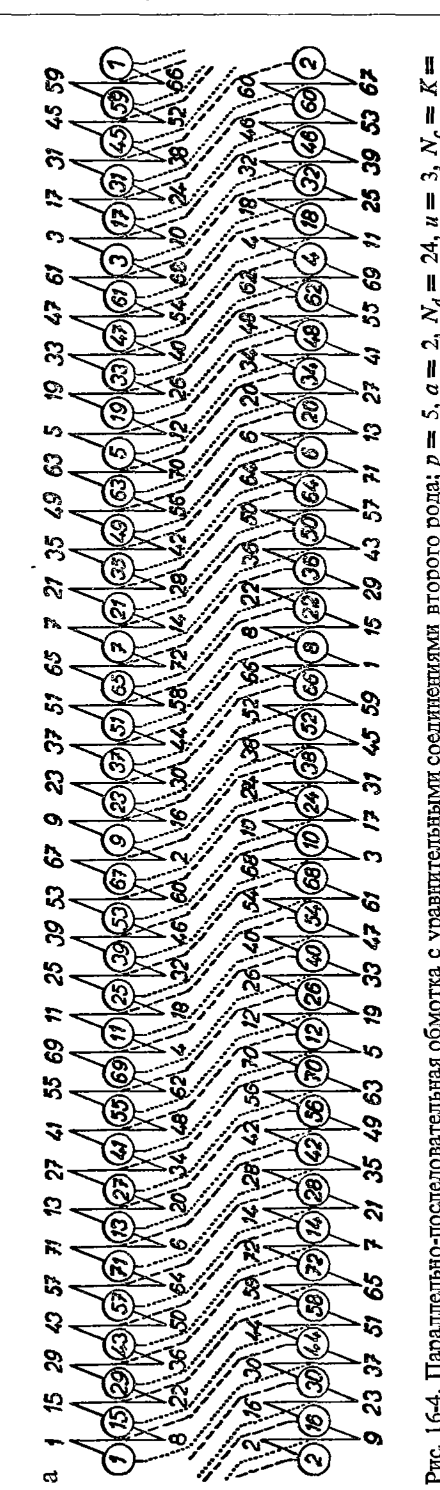
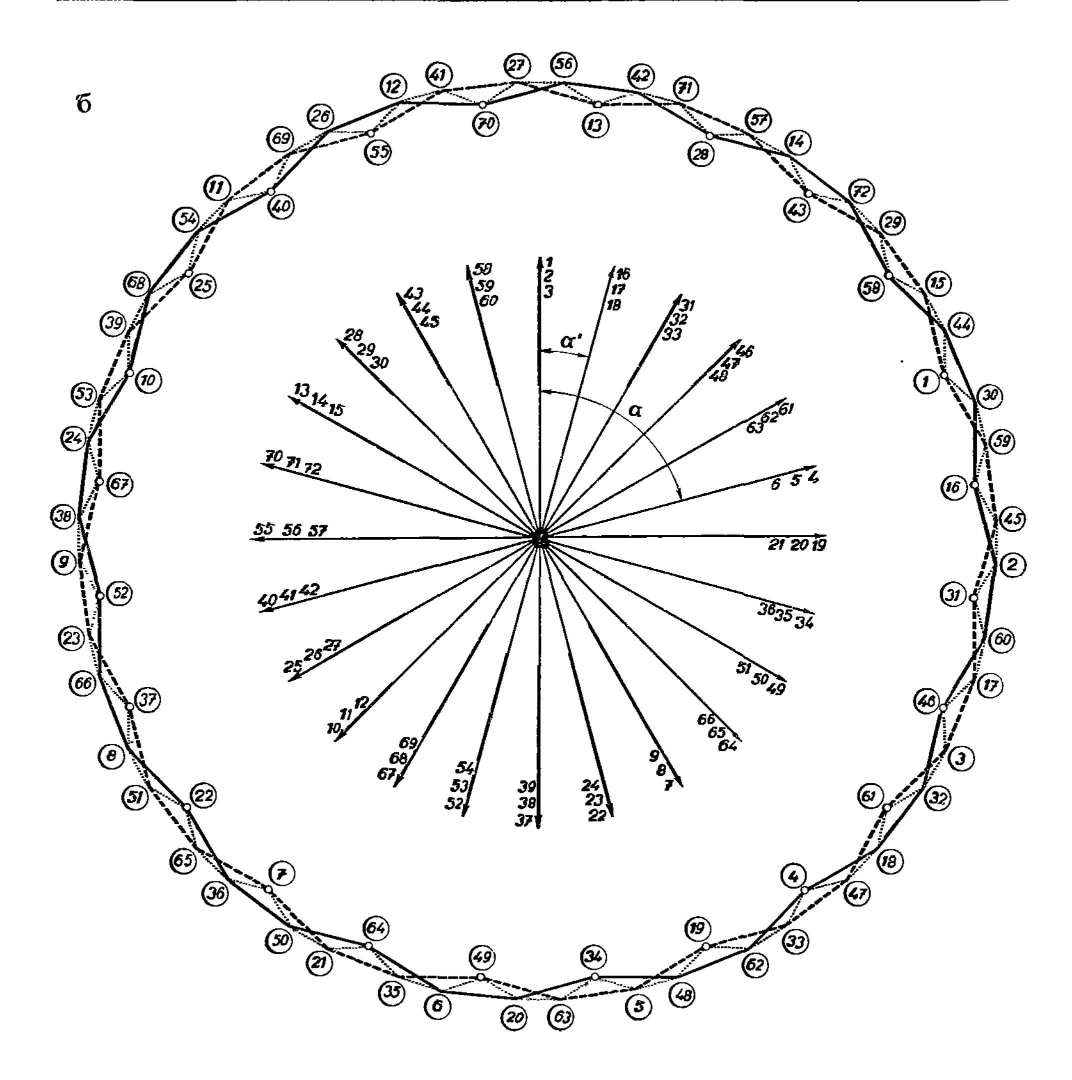


Рис. 16-4. Параллельно-последовательная обмотка с уравнительными соединениями второго рода; $p = 5$, $a = 2$, $N_d = 24$, $u = 3$, $N_c = K = 72$, $y_k = 14$, $Q = 2{,}4$, $y_{d_1} = 2\frac{1}{3}$, $y_1 = 7$, $y_2 = 7$, $P = 24$, $\alpha = 5\alpha'$.

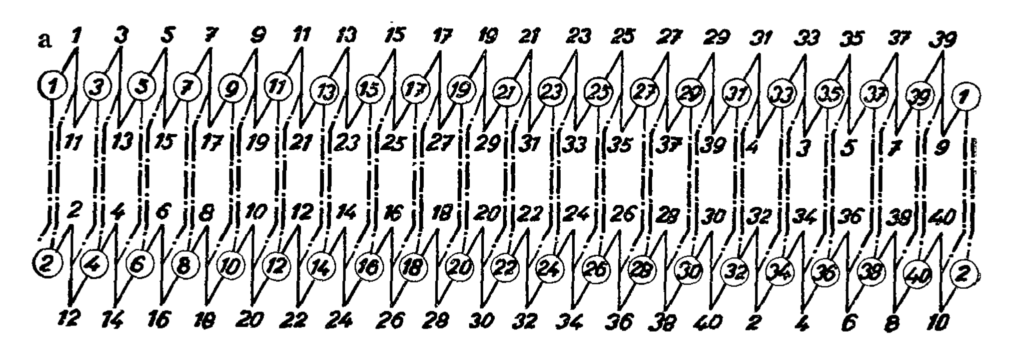


$$p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad u = 2\,,\quad N_d = 20\,,\quad N_c = K = 40\,,\quad Q = 5\,,$$

$$y_{d_1} = Q = 5\,,\quad y_p = 20\,,\quad P = 10\,,\quad \alpha = \alpha'\,.$$

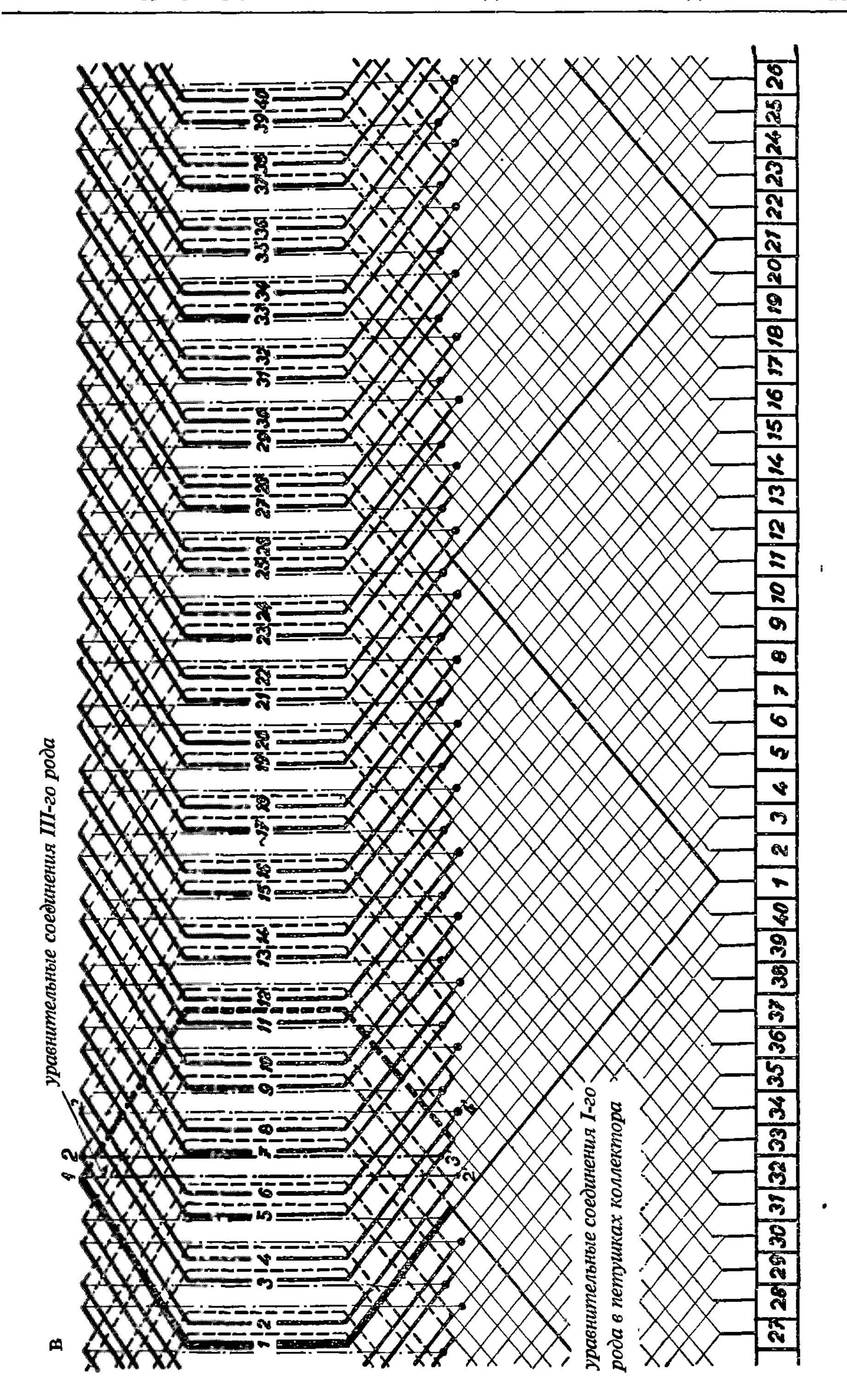
Уравнительные соединения третьего рода приведены на рис. 16-5в, где они соединяют, например, точки *1* и *2'*, *2* и *3'*, *3* и *4'*, и т. д. Из потенциальной диаграммы на рис. 16-5б видно, что, например, между пластинами *1* и *2*, *3* и *4*, *5* и *6* и т. д. нет разности напряжений. Если, однако, соединить точки *1* и *2'*, *2* и *3'*, *3* и *4'*, и т. д. посредством уравнительных соединений третьего рода, то между пластинами создается напряжение одной секции, что существенно улучшит коммутацию. Обмотка, однако, не имеет характера двойственной параллельной обмотки, и, помимо того, в обмотке создаются уравнительные

токи. На рис. 16-5в показаны уравнительные соединения первого рода, выполненные в виде эвольвент в петушках коллектора. Эти обмотки приведены в таблицах в параграфе 20.



б

Рис. 16-5. Двойственная множественная параллельная петлевая вырожденная обмотка с уравнительными соединениями третьего рода; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 20$, $u = 2$, $N_c = K = 40$, $y_k = 2$, $y_p = 20$, $Q = 5$, $y_{d_1} = 5$, $y_1 = 10$, $y_2 = -8$, $P = 10$, $\alpha = \alpha'$.


уравнительные соединения III-го рода
уравнительные соединения I-го рода в петушках коллектора
В

17. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ УРАВНИТЕЛЬНАЯ ОБМОТКА ЛАТУРА

Уравнительная обмотка Латура состоит из двух обмоток с противоположными направлениями обхода, а именно, из обмотки петлевой и из обмотки волновой. Принимая коллекторный шаг петлевой обмотки равным

$$y'_k = \frac{a}{p} = 1\,,$$

получим коллекторный шаг волновой обмотки согласно уравнению (12-5′)

$$y''_k = uc' - 1 \tag{17-1}$$

и эквипотенциальный шаг согласно уравнению (12-4)

$$y_p = uc'\,. \tag{17-2}$$

Нетрудно убедиться в том, что

$$y'_k + y''_k = 1 + uc' - 1 = uc' = y_p\,.$$

Первые пазовые шаги обеих составляющих обмоток положим согласно формуле (9-8) равными

$$y'_{d_1} + y''_{d_1} = 2Q = \frac{N_d}{p}\,. \tag{17-3}$$

Число пазов получим согласно уравнениям (11-5) или (12-3′)

$$N_d = pc'\,, \tag{17-4}$$

откуда следует полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2}\,.$$

Для четного c' у равносекционной обмотки получится полный шаг, причем первые пазовые шаги у петлевой обмотки будут

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2}\ \text{паза}\,,$$

а у волновой обмотки — согласно уравнению (17-3) —

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} = y'_{d_1}\,.$$

Для нечетного c' можно получить равносекционную обмотку, пазовые шаги которой будут:

у петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{2} \text{ паза}$$

и у волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{2} \text{ паза}.$$

Обмотку можно выполнить ступенчатой со следующими пазовыми шагами:

Для четного u:

у петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

т. е. полный шаг, и у волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} = y'_{d_1}.$$

Для $u = 3$ будет:

у петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{6} \text{ паза},$$

т. е. шаг укорочен на одну шестую пазового деления,
и у волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{6} \text{ паза},$$

т. е. шаг удлинен на одну шестую пазового деления.

Для $u = 5$ получим:

у петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{10} \text{ паза},$$

шаг укорочен на одну десятую пазового деления,
и у волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{10} \text{ паза},$$

шаг удлинен на одну десятую пазового деления. В приложении приведены таблицы таких обмоток (17-1—17-4) для $u = 1, 2, 3, 4$ и для любых p.

18. УРАВНИТЕЛЬНЫЕ МНОГОКРАТНЫЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

У многократных множественных параллельных обмоток, применяющихся обычно у крупных машин для больших токов и низких напряжений, уравнительные соединения выполняются между всеми эквипотенциальными пластинами. Сечения уравнительных соединений достигают обычно значительной величины, так что их конструктивное выполнение часто вызывает большие трудности. Поэтому более выгодно применять уравнительную обмотку, состоящую из составляющих обмоток петлевой и волновой, вместо петлевой обмотки с уравнительными соединениями. Таким образом удается избежать не только трудностей, связанных с выполнением уравнительных соединений, но и добиться увеличения числа параллельных ветвей, в результате чего сечения отдельных проводников будут меньше. В результате этого и добавочные потери при коммутации будут ограничены.

Коллекторный шаг петлевой многократной множественной параллельной обмотки согласно уравнению (14-1) равен

$$y_k' = y_{k_s} = +\frac{a}{p}.$$

Коллекторный шаг волновой обмотки согласно уравнению (14-11′)

$$y_k'' = uc' - y_k'$$

и потенциальный шаг согласно формулам (11-7) или (14-10′)

$$y_p = uc'.$$

Сумма коллекторных шагов будет

$$y_k' + y_k'' = y_k' + uc' - y_k' = y_p.$$

Для того, чтобы уравнительная волновая обмотка проходила через все пластины, необходимо, чтобы коллекторный шаг и число пластин имели общий делитель. Число пластин равно

$$K = uN_d = upc'$$

и коллекторный шаг волновой обмотки, как уже было указано выше,

$$y_k'' = uc' - y_k'.$$

Из обоих уравнений видно, что если y_k' и u не имеют общего делителя, то и число пластин K и y_k'' тоже не имеют общего делителя.

Пазовые шаги составляющих обмоток согласно уравнению (9-8) положим равными

$$y'_{d_1} + y''_{d_1} = 2Q\,.$$

а) Рассмотрим многократную множественную параллельную уравнительную обмотку, у которой

$$y_{k_s} = \frac{a}{p} \text{ — четное число, и } u \text{ — нечетное число}\,.$$

Число пазов согласно уравнению (14-7) должно быть равным

$$N_d = p(2c'' + 1)$$

и эквипотенциальный шаг по формулам (14-8) или (14-10″)

$$y_p = u(2c'' + 1) \text{ пластин}\,.$$

Коллекторный шаг петлевой обмотки равен

$$y'_k = y_{k_s} = \frac{a}{p} \text{ пластинам}$$

и тот же шаг волновой обмотки по формуле (14-11″)

$$y''_k = u(2c'' + 1) \mp y'_k = y_p \mp y'_k \text{ пластин}\,.$$

Отсюда следует, что сумма коллекторных шагов равна потенциальному шагу.

Полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = c'' + 0{,}5 \text{ паза}\,.$$

Определим шаги для равносекционной обмотки:

для петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = c'' \text{ пазов}\,,$$

т. е. шаг укорочен на половину пазового деления,

и для волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = c'' + 1 \text{ паз}\,,$$

т. е. шаг удлинен на половину пазового деления. Для ступенчатой обмотки пазовые шаги будут:

В случае $u = 3$ шаг петлевой обмотки будет

$$y'_{d_1} = c'' + \tfrac{1}{3} \text{ паза}\,,$$

т. е. он укорочен на одну шестую пазового деления, и шаг волновой обмоткк

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = c'' + \tfrac{2}{3} \text{ паза}\,,$$

т. е. он удлинен на одну шестую пазового деления.

Для $u = 5$ пазовый шаг петлевой обмотки принимаем равным

$$y_{d_1} = c'' + \tfrac{2}{5}\ \text{паза},$$

т. е. шаг укорочен на $\frac{1}{10}$ пазового деления; пазовый шаг волновой обмотки определим из уравнения (9-8)

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = c'' + \tfrac{3}{5}\ \text{паза},$$

т. е. шаг удлинен на $\frac{1}{10}$ пазового деления.

б) Рассмотрим многократную множественную параллельную уравнительную обмотку, для которой

$y'_{k_s} = a/p =$ нечетное число и $u =$ нечетное или четное число.

Согласно уравнению (11-5) найдем число пазов

$$N_d = pc'.$$

Соответствующий эквипотенциальный шаг будет

$$y_p = uc'\ \text{пластин}.$$

Коллекторный шаг петлевой обмотки равен

$$y'_k = y_{k_s} = \frac{a}{p}\ \text{пластинам}$$

и волновой обмотки

$$y''_k = uc' - y_{k_s}\ \text{пластинам}.$$

Условиям множественной параллельной обмотки не удовлетворяет такая обмотка, у которой y_{k_s} и u или y_{k_s} и c' имеют общие делители.

Полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2}\ \text{паза}.$$

Найдем пазовые шаги:

Для четного c' примем у петлевой обмотки пазовый шаг

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2}\ \text{паза},$$

чему соответствует равносекционная обмотка с полным шагом. Для волновой обмотки получится

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2}\ \text{паза}.$$

При нечетном c' для петлевой обмотки пазовый шаг принимаем равным

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - 0{,}5 \text{ паза},$$

и получим равносекционную обмотку с шагом, укороченным на половину пазового деления. Для волновой обмотки рассчитаем шаг

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + 0{,}5 \text{ паза},$$

т. е. шаг удлинен на половину пазового деления.

Можно также применить ступенчатую обмотку со следующими пазовыми шагами:

для четного u

у петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза},$$

т. е. полный шаг,

и у волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} \text{ паза}.$$

Для $u = 3$

у петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{6} \text{ паза},$$

т. е. шаг укорочен на одну шестую пазового деления,

и у волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{6} \text{ паза},$$

т. е. шаг удлинен на одну шестую пазового деления.

Для $u = 5$

у петлевой обмотки

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} - \frac{1}{10} \text{ паза},$$

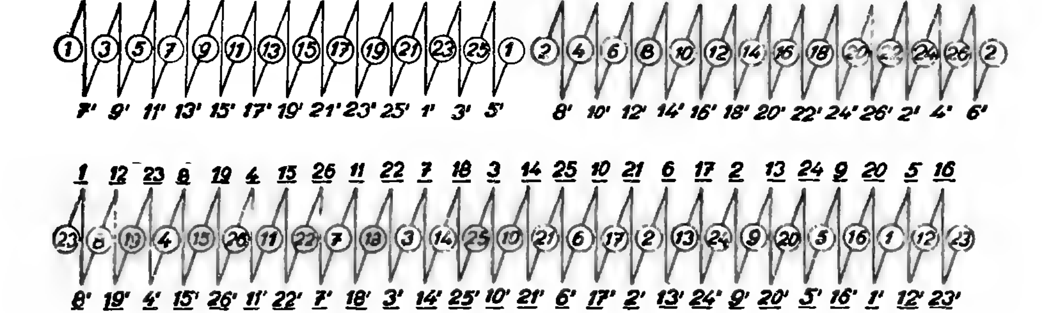
т. е. шаг укорочен на одну десятую пазового деления,

и у волновой обмотки

$$y''_{d_1} = 2Q - y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{10} \text{ паза},$$

т. е. шаг удлинен на одну десятую пазового деления.

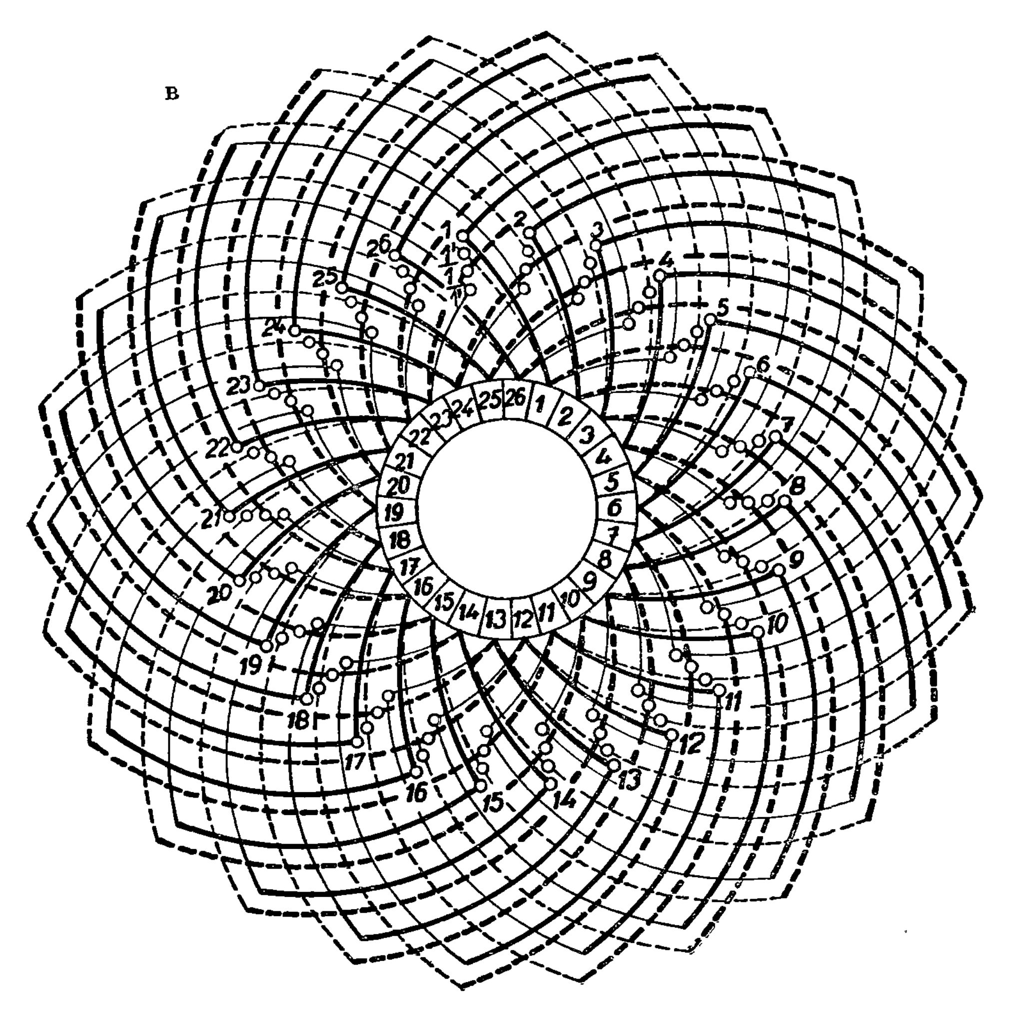
а



б

Рис. 18-1. Двойственная множественная параллельная уравнительная обмотка; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 26$, $u = 1$, $N_c = K = 26$, $Q = 6{,}5$, $y'_k = 2$, $y'_{d1} = y'_1 = 6$, $y'_2 = -4$, $y''_k = 11$, $y''_{d1} = y''_1 = 7$, $y''_2 = 4$.

В приложении приведены таблицы 18-1—18-3, рассчитанные для $y_{k_s} = 2$, $u = 1, 3, 5$, таблица 18-4 для $y_{k_s} = 4$, $u = 1$, таблица 18-5 для $y_{k_s} = 3$, $u = 1$ и таблица 18-6 для $y_{k_s} = 3$, $u = 2$.



В качестве примера рассмотрим обмотку (рис. 18-1), для которой

$$c'' = 6, \quad p = 2, \quad a = 4, \quad \frac{a}{p} = 2, \quad u = 1, \quad N_d = 26, \quad N_c = K = 26.$$

Полюсное деление равно

$$Q = c'' + 0{,}5 = 6{,}5 \text{ пазам}.$$

Коллекторный шаг первой составляющей петлевой неперекрещивающейся обмотки равен

$$y'_k = \frac{a}{p} = 2 \text{ пластинам}$$

и первый пазовый шаг

$$y'_{d_1} = c'' = 6 \text{ пазов},$$

так что секционные шаги будут:

первый $y'_1 = uy'_{d_1} = 6$ секций,

второй $y'_2 = y'_k - y'_1 = -4$ секции.

Вторая составляющая волновая обмотка будет с коллекторным шагом

$$y''_k = u(2c'' + 1) - y'_k = 13 - 2 = 11 \text{ пластин}$$

и с первым шагом по пазам

$$y''_{d_1} = c'' + 1 = 7 \text{ пазов}.$$

Соответствующие секционные шаги будут:

первый $y''_1 = uy''_{d_1} = 7$ секций,

и второй $y''_2 = y''_k - y''_1 = 4$ секции.

Число лучей звезды векторов будет

$$P = 2c'' + 1 = 13,$$

угол между двумя смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{13}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{13} = \alpha'.$$

Петлевая обмотка распадается на два замкнутых контура, из которых один содержит нечетные, другой — четные пластины. Вспомогательная схема обеих составляющих обмоток приведена на рис. 18-1а. Схема петлевой обмотки строится обычным способом. Схема волновой обмотки строится таким образом, что сначала определяются номера передних и задних сторон секций. Тогда номера пластин будут соответствовать номерам задних, к ним подсоединенных сторон секций. Потенциальные многоугольники обеих составляющих обмоток приведены на рис. 18-1б, способ укладки проводников в пазу представлен на схеме обмотки (рис. 18-1в).

19. ПАРАЛЛЕЛЬНО-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ УРАВНИТЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Рассмотрим параллельно-последовательные уравнительные обмотки с противоположными направлениями обходов составляющих обмоток.

Для равенства суммы коллекторных шагов составляющих обмоток и эквипотенциального шага должно быть выполнено условие (9-2)

$$\varepsilon' + \varepsilon'' = \frac{p}{a}.$$

Первые шаги по пазам составляющих обмоток удовлетворяют уравнению (9-8)

$$y'_{d1} + y''_{d1} = 2(\varepsilon' + \varepsilon'')\,Q\,.$$

1. Прежде всего рассмотрим случай

$$t_1 = p/a = 2, \quad u = \text{нечетное число}\,.$$

Условие (9-2)

$$\varepsilon' + \varepsilon'' = 2$$

выполняется при

$$\varepsilon' = 1\,, \quad \varepsilon'' = 1\,.$$

Первую составляющую обмотку выполним в виде параллельно-последовательной неперекрещивающейся обмотки, вторую в виде перекрещивающейся обмотки. Число пазов согласно уравнению (15-3) равно

$$N_d = a(2c' + 1)\,,$$

эквипотенциальный шаг согласно уравнению (15-4) будет

$$y_p = u(2c' + 1) \text{ пластина}\,.$$

Коллекторный шаг первой составляющей обмотки дается по формуле (15-5)

$$y'_k = \tfrac{1}{2}(2uc' + u - 1) \text{ пластин}\,,$$

второй обмотки

$$y''_k = \tfrac{1}{2}(2uc' + u + 1) \text{ пластин}\,.$$

Сумма коллекторных шагов

$$y'_k + y''_k = uc' + \frac{u}{2} - \frac{1}{2} + uc' + \frac{u}{2} + \frac{1}{2} = u(2c' + 1) = y_p\,.$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{a}{2p}(2c' + 1) = \frac{c'}{2} + \frac{1}{4} \text{ паза.}$$

Для четного c' шаг первой, равносекционной обмотки будет

$$y'_{d1} = \frac{c'}{2} \text{ паза}\,,$$

т. е. он будет укорочен на одну четвертую пазового деления.

Пазовый шаг второй составляющей равносекционной обмотки следует из соотношения (9-8):

$$y'_{d_1} + y''_{d_1} = 4Q = 2c' + 1 \text{ паз},$$

в результате чего получим

$$y''_{d_1} = 2c' + 1 - \frac{c'}{2} = 3Q + \frac{1}{4} \text{ паза}.$$

Этот шаг эквивалентен шагу, удлиненному на одну четверть пазового деления, так что напряжения соответствующих секций в обеих составляющих обмотках будут равны.

Аналогично для $u = 3$ пазовый шаг принимаем равным

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{3} \text{ паза},$$

чему соответствует ступенчатая обмотка с шагом, удлиненным на одну двенадцатую пазового деления. Первый шаг по пазам второй составляющей обмотки будет

$$y''_{d_1} = 4Q - y'_{d_1} = 2c' + 1 - \frac{c'}{2} - \frac{1}{3} = 3Q - \frac{1}{12} \text{ паза},$$

т. е. он равноценен шагу, укороченному на одну двенадцатую пазового деления.

Для $u = 5$ пазовый шаг первой составляющей обмотки принимаем равным

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{5} \text{ паза},$$

и получим ступенчатую обмотку с шагом, укороченным на одну двадцатую пазового деления.

Пазовый шаг второй составляющей обмотки будет:

$$y''_{d_1} = 4Q - y'_{d_1} = 2c' + 1 - \frac{c'}{2} - \frac{1}{5} = 3Q + \frac{1}{20} \text{ паза},$$

так что он эквивалентен шагу, удлиненному на одну двадцатую пазового деления.

Для нечетного c' первый шаг по пазам первой составляющей равносекционной обмотки принимаем равным

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{2} \text{ паза},$$

т. е. шаг, удлиненный на одну четвертую пазового деления.

Шаг по пазам второй составляющей обмотки

$$y''_{d_1} = 4Q - y'_{d_1} = 2c' + 1 - \frac{c'}{2} - \frac{1}{2} = 3Q - \frac{1}{4}\text{ паза},$$

т. е. шаг, эквивалентный шагу, укороченному на одну четверть пазового деления.

Аналогично для $u = 3$ пазовый шаг принимаем равным

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{6}\text{ паза}$$

и получим ступенчатую обмотку с шагом, укороченным на одну двенадцатую пазового деления.

Вторая составляющая обмотка будет выполнена с пазовым шагом

$$y''_{d_1} = 4Q - y'_{d_1} = 2c' + 1 - \frac{c'}{2} - \frac{1}{6} = 3Q + \frac{1}{12}\text{ паза},$$

т. е. с шагом, удлиненным на одну двенадцатую пазового деления.

Для $u = 5$ пазовый шаг первой обмотки принимаем равным

$$y'_{d_1} = \frac{c'}{2} + \frac{3}{10}\text{ паза}$$

и выполним обмотку ступенчатой, с шагом, удлиненным на одну двадцатую пазового деления.

Для второй составляющей обмотки пазовый шаг должен быть

$$y''_{d_1} = 4Q - y'_{d_1} = 2c' + 1 - \frac{c'}{2} - \frac{3}{10} = 3Q - \frac{1}{20}\text{ паза},$$

т. е. обмотка будет ступенчатой, с шагом, укороченным на одну двадцатую пазового деления.

Число лучей звезды векторов равно

$$P = (2c' + 1).$$

Угол между двумя смежными лучами будет

$$\alpha' = \frac{360°}{2c' + 1}$$

и пазовый шаг в звезде векторов

$$\alpha = \frac{360°}{N_d}\,p = \frac{360°}{a(2c' + 1)}\,p = 2\alpha'.$$

В качестве примера приведем параллельно-последовательную уравнительную обмотку, соответствующую следующим данным:

$$c' = 6, \quad p = 4, \quad a = 2, \quad N_d = 26, \quad u = 1, \quad N_c = K = 26.$$

Полюсное деление равно

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{4} = 3\tfrac{1}{4} \text{ паза}.$$

Коллекторный шаг первой составляющей обмотки

$$y'_k = \tfrac{1}{2}(2uc' + u - 1) = 6 \text{ пластин}.$$

Пазовый шаг равен

$$y'_{d_1} = \frac{c}{2} = 3 \text{ пазам}.$$

Соответствующие секционные шаги:

первый $\qquad y'_1 = uy'_{d_1} = 3$ секции,

второй $\qquad y'_2 = y'_k - y'_1 = 6 - 3 = 3$ секции.

Коллекторный шаг второй составляющей обмотки

$$y''_k = \tfrac{1}{2}(2uc' + u + 1) = c' + 1 = 7 \text{ пластин}.$$

Первый шаг по пазам следует из уравнения

$$y''_{d_1} = 4Q - y'_{d_1} = 13 - 3 = 10 \text{ пазов}.$$

Этот шаг эквивалентен шагу, удлиненному на одну четверть пазового деления.

Соответствующие секционные шаги:

первый $\qquad y''_1 = uy''_{d_1} = 10$ секций,

второй $\qquad y''_2 = y''_k - y''_1 = 7 - 10 = -3$ секции.

Как видно, такая обмотка имеет характер петлевой обмотки, ее второй секционный шаг отрицателен. Обмотку можно применять для любого числа пар параллельных ветвей, если оно меньше числа пар полюсов, а также для последовательных обмоток.

Число лучей звезды векторов

$$P = 2c' + 1 = 13.$$

Угол между смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{13}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{26} 4 = 2\alpha' .$$

Первая составляющая обмотка образует два замкнутых контура. Вспомогательную схему такой обмотки строим обычным способом (рис. 19-1а). Вторая составляющая обмотка замкнута однократно. Ее вспомогательную схему строим таким образом, что по частичным шагам сначала определяем номера передних и задних сторон секций. Тогда правильные номера пластин будут соответствовать номерам задних, к пластинам подсоединенных сторон секций. Проводники укладываются в пазу таким образом, чтобы между отдельными проводниками верхнего и нижнего слоев не было разности напряжений (рис. 19-1в).

Верхний слой следует изолировать от нижнего слоя на почти полное напряжение. Потенциальный многоугольник обеих составляющих обмоток приведен на рис. 19-1б и схема на рис. 19-1в. Из схемы видно, что для выполнения второй составляющей обмотки требуется наличие длинных задних лобовых соединений.

2. Далее рассмотрим случай $t_1 = p/a = 3$, $u = 2$.

Условие (9-2)

$$\varepsilon' + \varepsilon'' = \frac{p}{a} = 3$$

выполняется при

$$\varepsilon' = 1 , \quad \varepsilon'' = 2 .$$

Первая составляющая обмотка будет неперекрещивающейся, параллельно-последовательной, вторая же обмотка — перекрещивающейся.

Число пазов согласно уравнению (15-7) будет

$$N_d = a(3c' + 2)$$

и потенциальный шаг согласно формуле (15-8)

$$y_p = 2(3c' + 2) \text{ пластины} .$$

Коллекторный шаг первой составляющей неперекрещивающейся обмотки ($\varepsilon' = 1$) согласно уравнению (15-9) будет

$$y'_k = 2c' + 1 \text{ пластина} ,$$

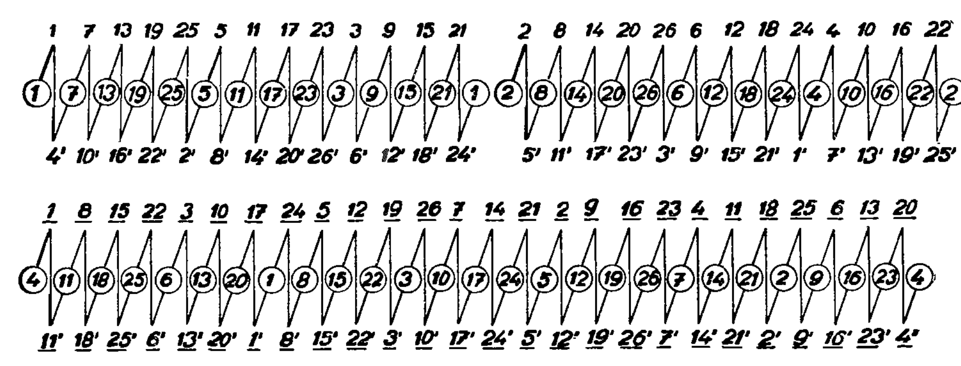
и второй составляющей перекрещивающейся обмотки ($\varepsilon'' = 2$)

$$y''_k = 4c' + 3 \text{ пластины} .$$

Сумма коллекторных шагов равна

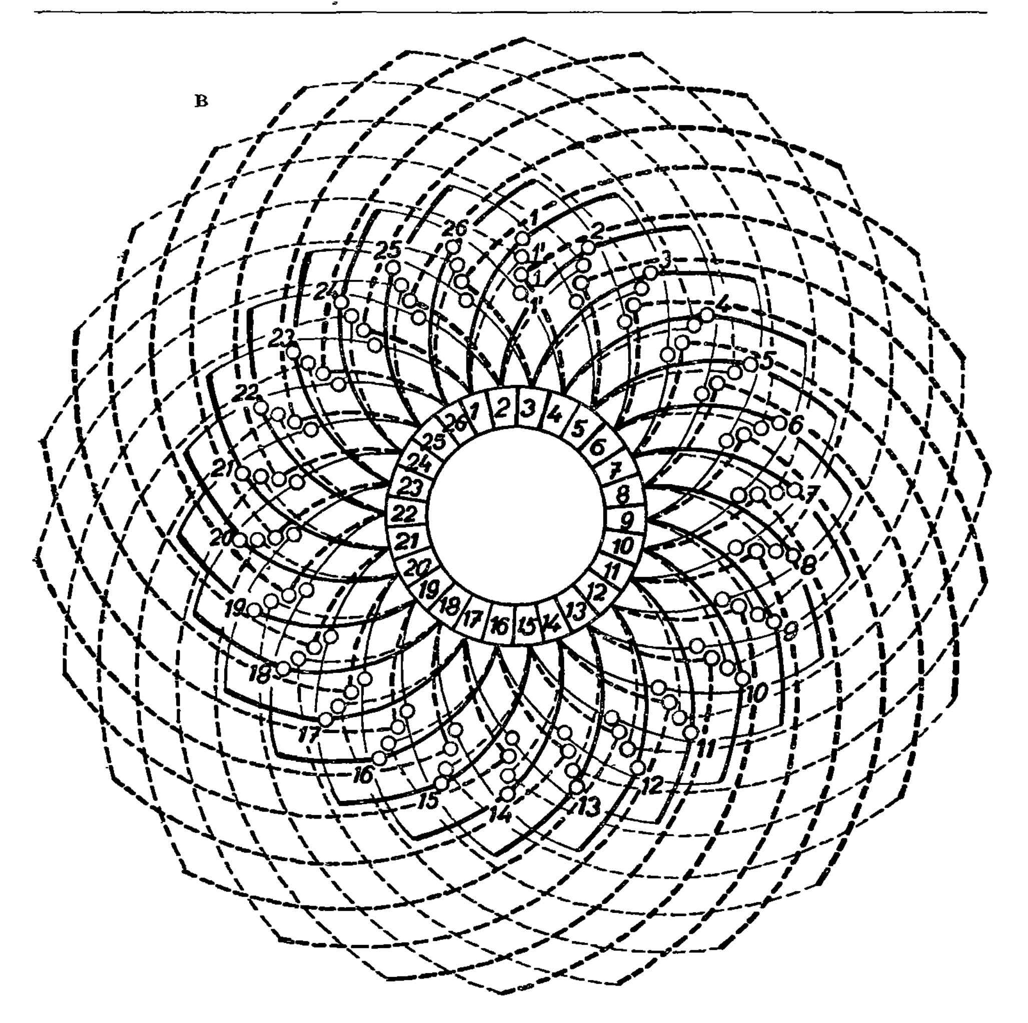
$$y'_k + y''_k = 2(3c' + 2) = y_p .$$





б

Рис. 19-1. Параллельно-последовательная уравнительная обмотка; $p = 4$, $a = 2$, $N_d = 26$, $u = 1$, $N_c = K = 26$, $Q = 3{,}25$, $P = 13$, $y'_k = 6$, $y'_{d_1} = y'_1 = 3$, $y'_2 = 3$, $y'_k = 7$, $y''_{d_1} = y''_1 = 10$, $y''_2 = -3$.



Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{c'}{2} + \frac{1}{3} \text{ паза}.$$

Для четного c' у первой составляющей обмотки пазовый шаг будет

$$y'_{d1} = \frac{c'}{2} \text{ паза}.$$

В результате получается равносекционная обмотка с шагом, укороченным на одну треть пазового деления.

Пазовый шаг второй составляющей обмотки находится из соотношения

$$y''_{d1} = 6Q - y'_{d1} = 5Q + \tfrac{1}{3} \text{ паза},$$

что эквивалентно шагу, удлиненному на одну треть пазового деления, так что секционные напряжения обеих составляющих обмоток будут совпадать.

Число лучей звезды векторов равно

$$P = 3c' + 2\,.$$

Угол между смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{3c' + 2}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{a(3c' + 2)}\,p = 3\alpha'\,.$$

20. ОБМОТКИ С ДВУМЯ КОЛЛЕКТОРАМИ

Обмотки с двумя коллекторами применяются у машин для больших токов, как например у генераторов постоянного тока для электролиза, где оба коллектора работают параллельно, и у машин высокого напряжения, где оба коллектора соединены последовательно. Конструктивное выполнение таких машин таково, что один из коллекторов помещается с передней, а другой с задней стороны якоря. В случае параллельной работы коллекторов необходимо обеспечить равенство напряжений на обоих коллекторах и, следовательно, по возможности наиболее точное совпадение потенциальных многоугольников для передней и задней сторон якоря.

а) В простых случаях, для небольших машин, можно применять обычные параллельные обмотки, имеющие относительно одного коллектора удлиненный шаг, а относительно другого шаг, укороченный на ту же величину. Пусть имеется, например, петлевая обмотка с двумя активными сторонами в пазу ($u = 1$), с числом пазов

$$N_d = p(2c + 1)\,, \tag{20-1}$$

где c – любое целое число. Полюсное деление, выраженное числом пазов, равно

$$Q = c + \tfrac{1}{2}\,. \tag{20-2}$$

Пазовый шаг примем равным

$$y_{d_1} = c + 1\,, \tag{20-3}$$

т. е. он будет удлинен на половину пазового деления.

Положим $c = 4$ и рассмотрим четырехполюсную петлевую неперекрещивающуюся обмотку, характеризуемую следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 2, \quad u = 1, \quad N_d = 18, \quad N_c = K = 18, \quad y_k = 1.$$

Полюсное деление

$$Q = c + \frac{1}{2} = 4{,}5 \text{ паза}$$

и первый шаг по пазам

$$y_{d_1} = c + 1 = 5 \text{ пазов},$$

так что секционные шаги будут равны:

первый $$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секций},$$

второй $$y_2 = y_k - y_1 = -4 \text{ секции}.$$

Число лучей звезды векторов

$$P = \frac{N_d}{p} = 2c + 1 = 9.$$

Угол между двумя смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{2c + 1} = \frac{360°}{9}.$$

Пазовый шаг в звезде векторов

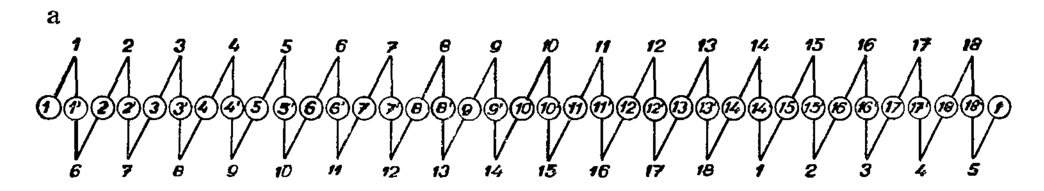
$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{2c + 1} = \alpha'.$$

Потенциальный шаг соответствует

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{uN_d}{p} = 2c + 1 = 9 \text{ пластинам}.$$

Вспомогательная схема такой обмотки показана на рис. 20-1а. Соответствующие друг другу пластины обоих коллекторов обозначены теми же номерами, причем номера пластин заднего коллектора обозначены штрихом. Рассматривая потенциальную диаграмму (рис. 20-1б), обнаружим, что обмотка по отношению к переднему коллектору является неперекрещивающейся, с шагом, удлиненным на угол $\alpha/2$, по отношению же к заднему коллектору она является перекрещивающейся, с шагом, укороченным на угол $\alpha/2$. Напряжения соответствующих секций будут иметь равную амплитуду, но их фазы будут отличаться на угол $\alpha/2$, в результате чего и потенциальные многоугольники будут равновелики, но повернуты друг относительно друга на угол $\alpha/2$. В результате могут создаться уравнительные токи между одноименными щетками при параллельной работе обоих коллекторов. Чтобы свести к минимуму изменения напряже-

а

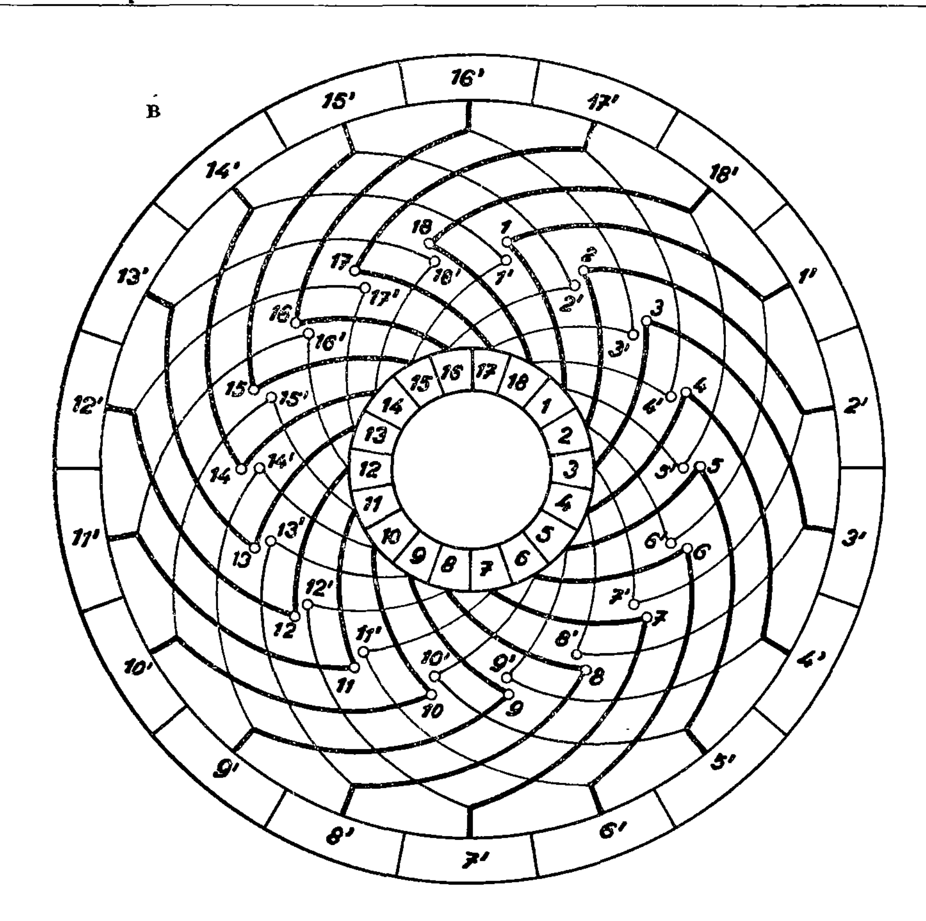


б

Рис. 20-1. Параллельная петлевая обмотка с двумя коллекторами; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 18$, $u = 1$, $N_c = K = 18$, $y_k = 1$, $Q = 4{,}5$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = -4$, $y_p = 9$, $P = 9$, $\alpha = \alpha'$.

ний между обоими коллекторами, следует подбирать большое число пластин. Кольцевая конструкционная схема обмотки приведена на рис. 20-1в. Характерные величины таких обмоток приведены в таблице 20-1 (стр. 970).

Более пригодными обмотками для двухколлекторных якорей являются обмотки, распределенные таким образом, что каждый из обоих коллекторов



снабжается своей отдельной обмоткой, причем потенциальные диаграммы обеих обмоток совпадают. Для такой цели целесообразно применить обмотку с уравнительными соединениями второго рода.

б) Рассмотрим двойственную множественную параллельную обмотку с двумя активными сторонами в одном пазу ($u = 1$), приведенную в параграфе 18. Данные для этих обмоток сведены в таблицу 18-1. Так например, для $c = 7$ число пазов четырехполюсной ($p = 2$) петлевой обмотки получается согласно уравнению (18-1) равным

$$N_d = 2pc = 28\,.$$

Коллекторный шаг неперекрещивающейся обмотки

$$y_k = 2\text{ пластины}$$

и полюсное деление

$$Q = c = 7\text{ пазов}\,.$$

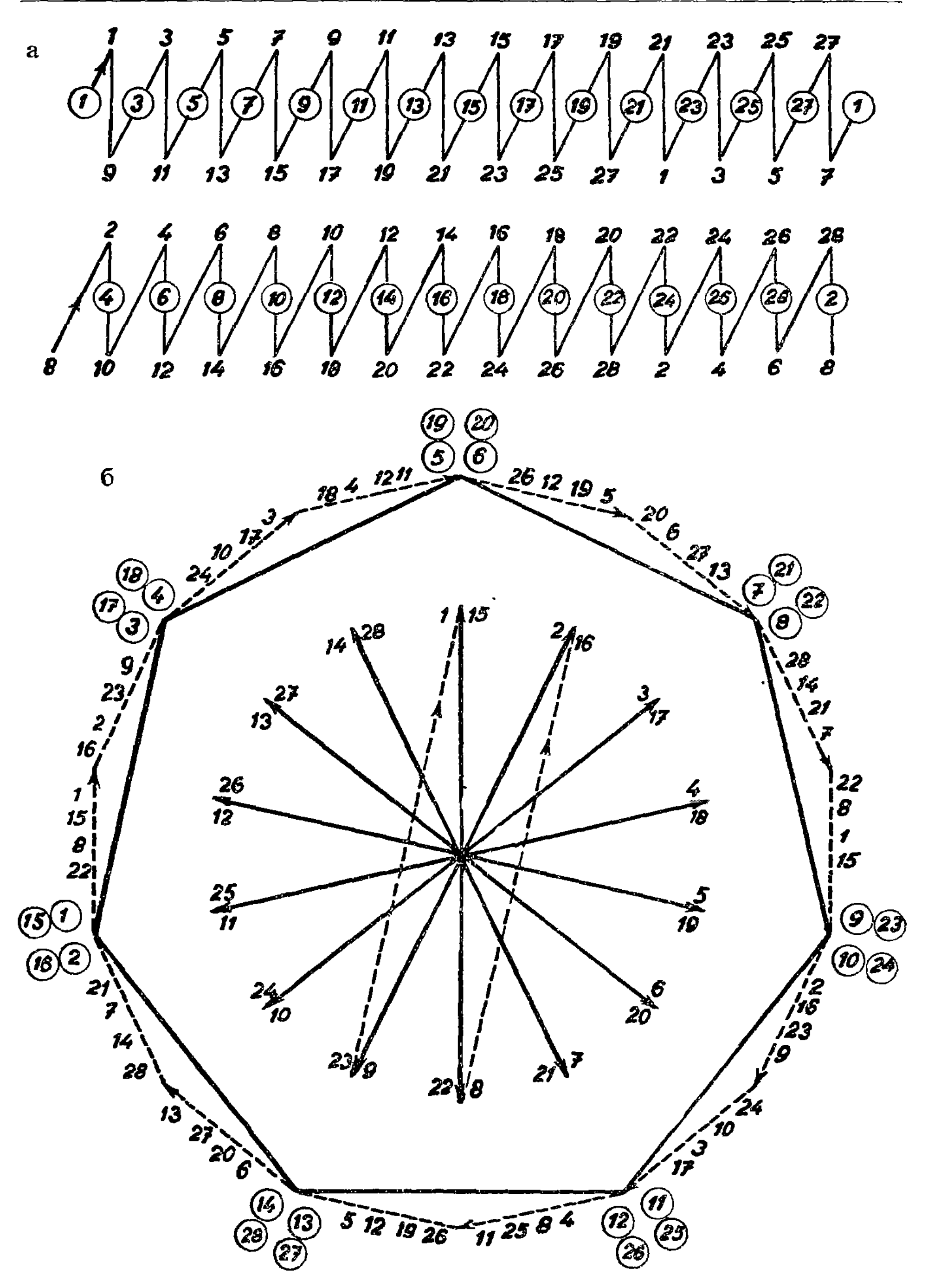
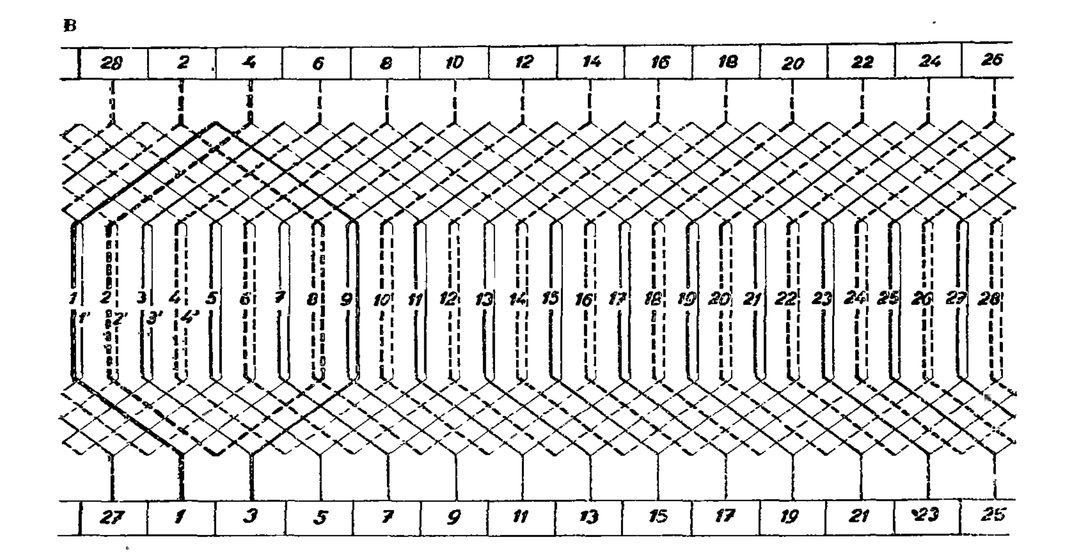


Рис. 20-2. Двойственная множественная параллельная петлевая обмотка, подключенная к двум коллекторам; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 28$, $u = 1$, $N_c = K = 28$, $y_k = 2$, $Q = 7$, $y_{d_1} = y_1 = 8$, $y_2 = -6$, $y_p = 14$, $P = 14$, $\alpha = \alpha'$.



Первый пазовый шаг принимаем равным согласно уравнению (18-3)

$$y_{d_1} = c + 1 = 8 \text{ пазов},$$

чему соответствуют секционные шаги:

первый $\qquad y_1 = u y_{d_1} = 8$ секций,

второй $\qquad y_2 = y_k - y_1 = -6$ секций.

Число лучей звезды векторов

$$P = 2c = 14 \text{ лучей},$$

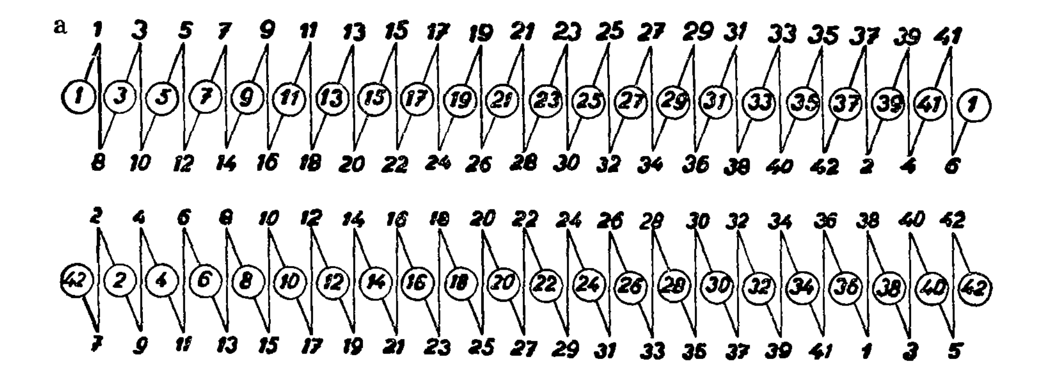
причем угол между смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{2c'}$$

и пазовый шаг

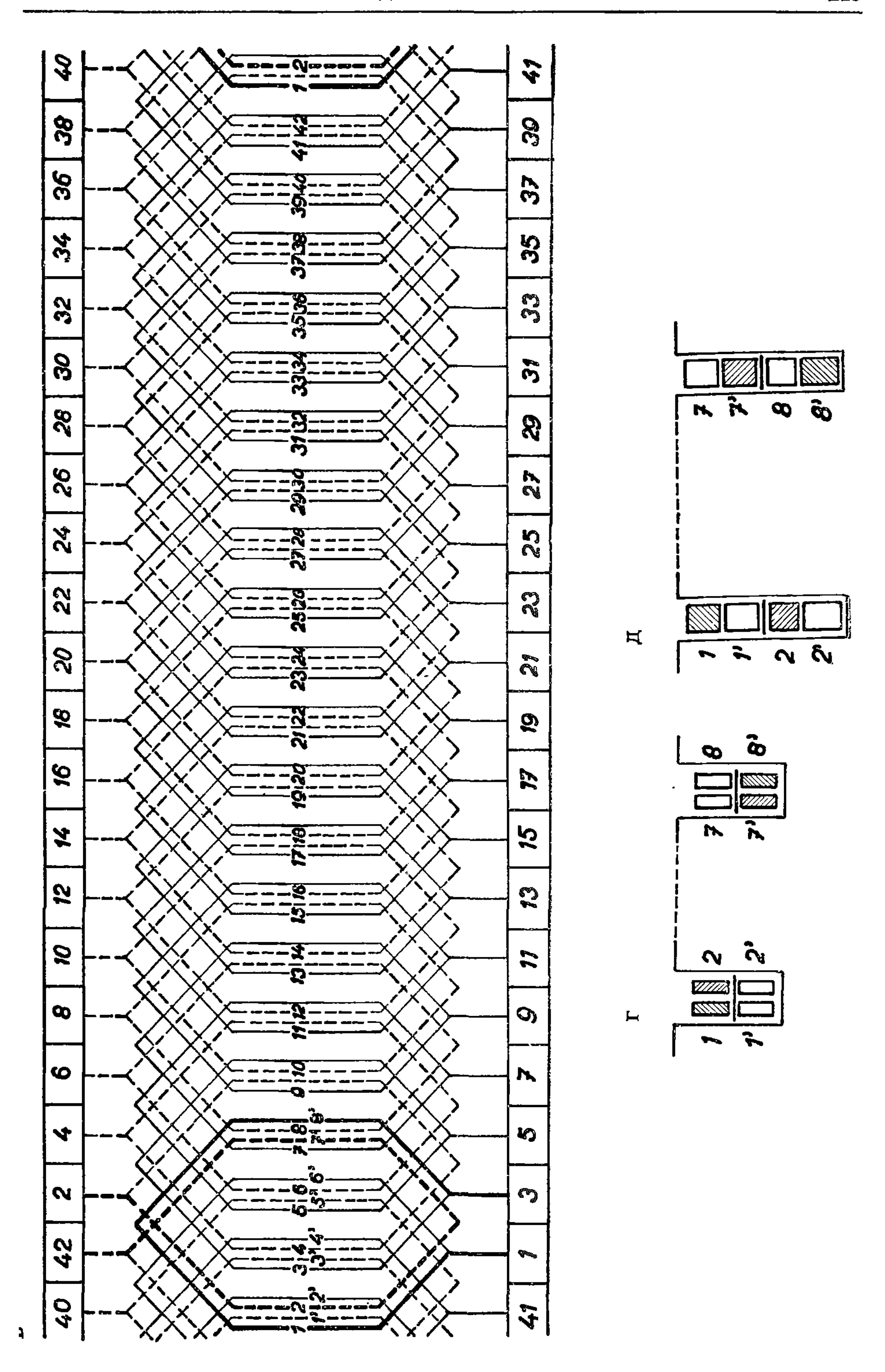
$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{2pc'} p = \alpha'.$$

Вспомогательная схема приведена на рис. 20-2а. Обмотка распадается на два замкнутых контура, из которых один проходит через нечетные пластины и второй — через четные пластины. Каждой нечетной пластине первого контура соответствует эквипотенциальная точка на задней лобовой части определенной секции второго контура, в чем можно убедиться при помощи потенциальной диаграммы (рис. 20-2б). Так например, пластине *1* соответствует средняя точка секции *28-8* второго контура, пластине *3* средняя точка секции *2-10*, и т. д.



б

Рис. 20-3. Двойственная множественная параллельная петлевая обмотка, подключенная к двум коллекторам; $p = 3$, $a = 6$, $N_d = 21$, $u = 2$, $N_c = K = 42$, $y_k = 2$, $Q = 3{,}5$, $y_{d_1} = 3{,}5$, $y_1 = 7$, $y_2 = -5$, $P = 7$, $\alpha = \alpha'$, $y_p = 14$.


Г
Д

После соединения этих средних точек задних лобовых частей со вторым коллектором потенциальные многоугольники для переднего и заднего коллектора совпадут, даже несмотря на то, что передний коллектор содержит секции с удлиненным шагом, а задний коллектор — секции с укороченным шагом, как видно из схемы обмотки (рис. 20-2в).

У обоих коллекторов можно выполнить уравнительные соединения первого рода с потенциальным шагом

$$y_p = 2c = 14 \text{ пластин}$$

(относится к обоим коллекторам).

в) В качестве следующего примера рассмотрим двойственную многократную параллельную обмотку с четырьмя активными сторонами в пазу ($u = 2$), данные которой приведены в таблицах 18-2а, б. Принимая, например, $c = 3$, для шестиполюсной петлевой неперекрещивающейся обмотки число пазов согласно уравнению (18-10) получим

$$N_d = p(2c + 1) = 21\,.$$

Коллекторный шаг равен

$$y_k = 2 \text{ пластинам}$$

и пазовый шаг, равняющийся полюсному делению

$$y_{d_1} = Q = c + \tfrac{1}{2} = 3{,}5 \text{ паза}\,,$$

так что первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 7 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = -5 \text{ секций}\,.$$

Число лучей звезды векторов равно

$$P = 2c + 1 = 7 \text{ лучей}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{2c + 1} = \alpha'\,.$$

Вспомогательная схема приведена на рис. 20-3а. Обмотка образует два независимых контура, из которых один проходит через нечетные, и другой через четные пластины. После соединения средних точек задних лобовых частей секций второго контура с задним коллектором, потенциальные многоугольники обоих контуров совпадут (рис. 20-3б). Секции, соответствующие друг другу, лежат в общих пазах, как видно из схемы обмотки (рис. 20-3в). Расположение

секций в пазах показано на рис. 20-3г. У обоих коллекторов можно выполнить уравнительные соединения первого рода с потенциальным шагом

$$y_p = 2(2c + 1) = 14 \text{ пластин}$$

(относится к обоим коллекторам).

г) Широкое применение для двухколлекторных якорей находят вырожденные обмотки. Рассмотрим сначала двойственную параллельную равносекционную петлевую обмотку с двумя активными сторонами в одном слое паза ($u = 2$).

Число пазов дается уравнением

$$N_d = pc\,, \tag{20-4}$$

причем число пластин

$$K = uN_d = 2pc\,.$$

Полюсное деление следует из соотношения

$$Q = \frac{c}{2} \text{ паза}\,,$$

пазовый шаг равносекционных обмоток

для четного c

$$y_{d_1} = Q = \frac{c}{2} \text{ паза}$$

и для нечетного c

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} \mp \frac{1}{2} \text{ паза}\,.$$

Верхний знак относится к укороченному шагу, нижний — к шагу, удлиненному на половину пазового деления.

Коллекторный шаг

$$y_k = \pm 2 \text{ пластины}\,.$$

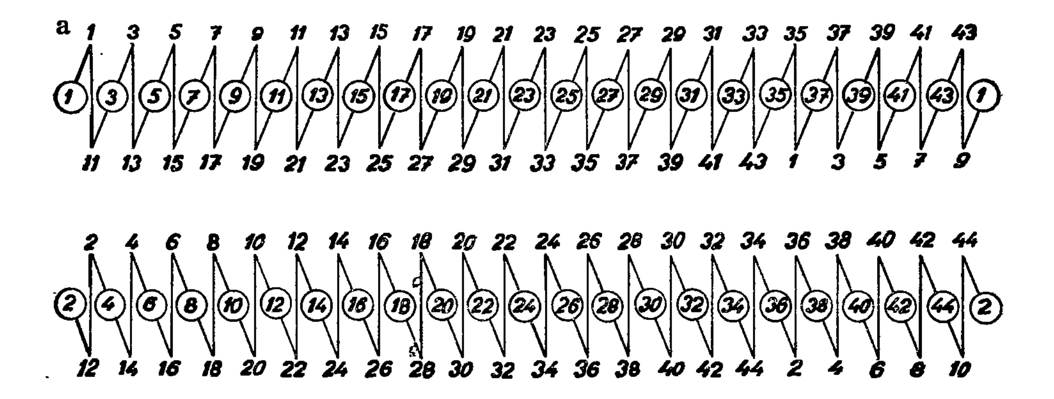
Обмотка образует два независимых контура, из которых первый проходит через нечетные, второй через четные пластины. Потенциальные многоугольники обоих контуров совпадают, так как активные стороны соответствующих друг другу секций расположены в общих пазах. После подсоединения одного контура к переднему и второго контура к заднему коллектору, могут оба коллектора работать параллельно, причем щетки на коллекторах располагаются одинаково.

В качестве примера рассмотрим двойственную параллельную неперекрещивающуюся петлевую обмотку, со следующими данными (рис. 20-4):

$$c = 11\,,\quad p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad u = 2\,,\quad N_d = 22\,,\quad N_c = K = 44\,,$$
$$y_k = 2\,.$$

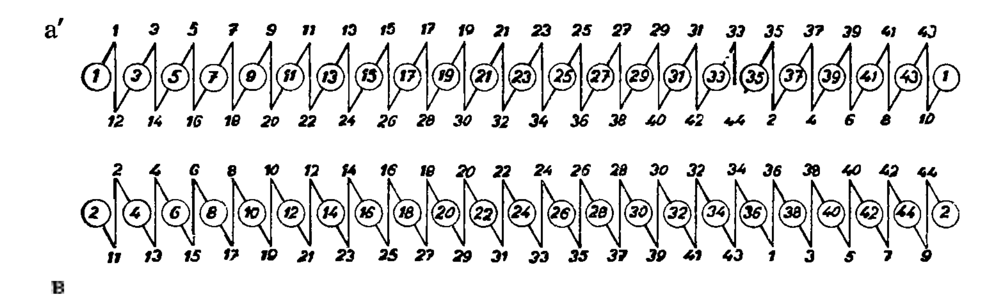
Полюсное деление

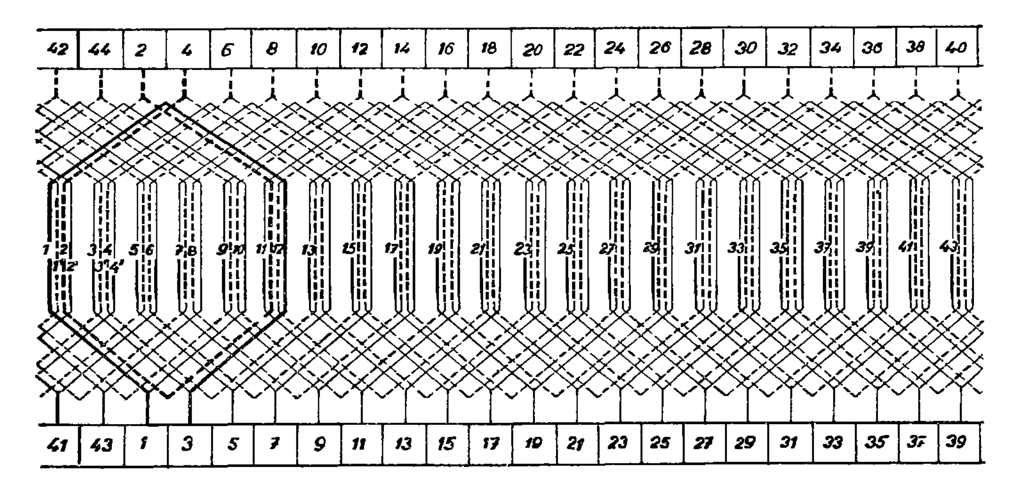
$$Q = 0{,}5c = 5{,}5 \text{ пластин}\,,$$



б

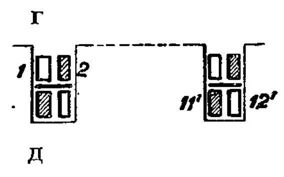
Рис. 20-4. Вырожденная двойственная множественная параллельная петлевая обмотка, подключенная к двум коллекторам; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 22$, $u = 2$, $N_c = K = 44$, $y_k = 2$, $Q = 5{,}5$, $y_{d_1} = 5$, $y_1 = 10$, $y_2 = -8$, $y_p = 22$, $P = 11$, $\alpha = \alpha'$.





из чего следует первый шаг по пазам

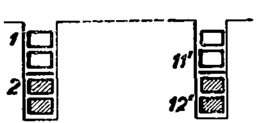
$$y_{d_1} = 0{,}5(c - 1) = 5 \text{ пазов}.$$



Соответствующие секционные шаги равны:

первый $\quad y_1 = u y_{d_1} = 10$ секций

второй $\quad y_2 = y_k - y_1 = -8$ секций.



В звезде векторов —

$$P = c = 11 \text{ лучей},$$

пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{c} = \alpha'.$$

Вспомогательная схема приведена на рис. 20-4а. Получаются два замкнутых контура, из которых один, содержащий нечетные пластины, соединяется с передним, и второй, содержащий четные пластины, с задним коллектором. Так как потенциальные многоугольники обоих контуров совпадают (рис. 20-4б), то оба коллектора при одинаковом положении щеток на обоих коллекторах

могут работать параллельно. В каждом контуре есть эквипотенциальные пластины с потенциальным шагом

$$y_p = 22 \text{ пластины}$$

(относится к обоим коллекторам).

У вспомогательной схемы обоих контуров обмотки задние стороны секций могут взаимно заменяться, не изменяя притом формы многоугольника. Вспомогательная схема, видоизмененная в результате применения такого приема, показана на рис. 20-4а′. По такой схеме построена схема обмотки на рис. 20-4в. Проводники можно располагать в пазу либо по рис. 20-4г, либо по рис. 20-4д. Данные для этих обмоток сведены в таблицу 20-2 (стр. 971).

д) Рассмотрим теперь двойственную параллельную обмотку с четырьмя активными сторонами в одном слое паза ($u = 4$).

Число пазов удовлетворяет уравнению

$$N_d = pc. \tag{20-5}$$

Число пластин

$$K = uN_d = 4pc.$$

Пазовый шаг принимаем равным полюсному делению

$$y_{d_1} = Q = 0{,}5c \text{ паза}.$$

Для четного c получается равносекционная обмотка, для нечетного c можно получить либо ступенчатую обмотку с полным шагом, либо равносекционную обмотку с пазовым шагом,

$$y_{d_1} = 0{,}5(c \mp 1) \text{ паз}.$$

Верхний знак относится к укороченному шагу, нижний — к шагу, удлиненному на половину пазового деления. Обмотка вырождается и распадается на два самостоятельных контура, из которых один подключен к переднему, а другой к заднему коллектору. Особенно выгодными являются обмотки с полным шагом для нечетного c, так как для каждого из коллекторов получается ступенчатая обмотка с потенциальным многоугольником, имеющим большое число сторон.

Положим $c = 7$ и рассмотрим двойственную параллельную петлевую неперекрещивающуюся обмотку со следующими данными:

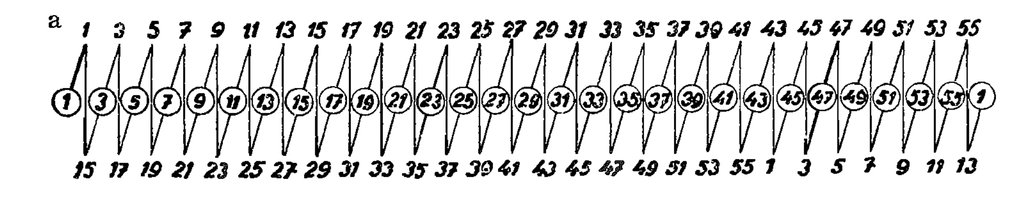
$$p = 2, \quad a = 4, \quad u = 4, \quad N_d = 14, \quad N_c = K = 56, \quad y_k = 2.$$

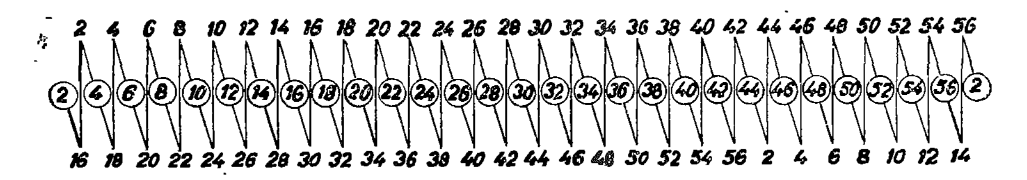
Первый пазовый шаг будет

$$y_{d_1} = 0{,}5c = 3{,}5 \text{ паза},$$

чему соответствует первый секционный шаг

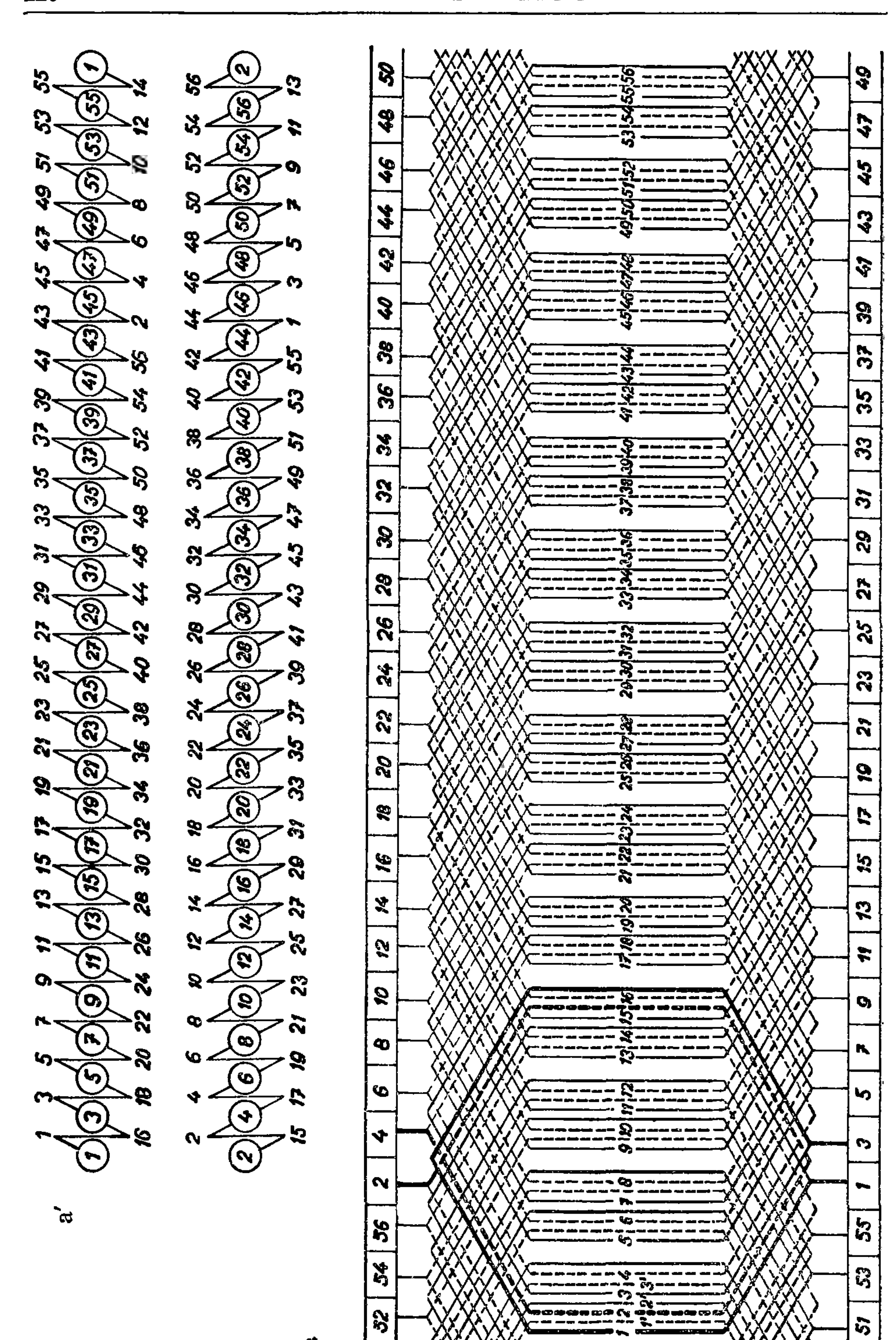
$$y_1 = uy_{d_1} = 14 \text{ секций}$$





б

Рис. 20-5. Вырожденная двойственная множественная параллельная петлевая обмотка, подключенная к двум коллекторам; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 14$, $u = 4$, $N_c = K = 56$, $y_k = 2$, $Q = 3{,}5$, $y_{d_1} = 3{,}5$, $y_1 = 14$, $y_2 = -12$, $y_p = 28$, $P = 7$, $\alpha = \alpha'$.


а'
в

и второй секционный шаг

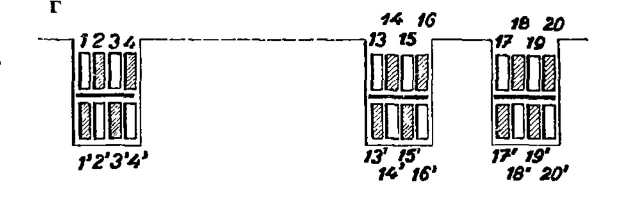
$$y_2 = y_k - y_1 = -12 \text{ секций}.$$

В звезде векторов будет

$$P = c = 7 \text{ лучей}.$$

Пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{c} = \alpha'.$$



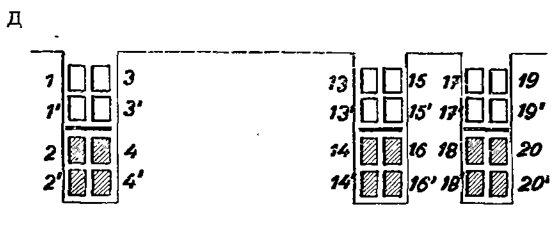


Рис. 20-5г, д.

Из вспомогательной схемы (рис. 20-5а) видно, что обмотка распадается на два самостоятельных контура, которые могут параллельно хорошо работать, так как потенциальные диаграммы (рис. 20-5б) совпадают. У обоих коллекторов можно выполнить уравнительные соединения первого рода с потенциальным шагом

$$y_p = 4c = 28 \text{ пластин}.$$

Взаимно заменяя задние стороны секций в обоих контурах, получим вспомогательную схему, показанную на рис. 20-5а′ и схему обмотки (рис. 20-5в). Расположение проводников в пазу показано на рис. 20-5г. Характерные величины этих обмоток сведены в таблицу 20-3 (стр. 972).

Все до сих пор рассмотренные петлевые обмотки для двух коллекторов могут включаться либо параллельно, либо последовательно, причем комплекты щеток того же знака размещаются на коллекторах в том же положении: И наоборот, щетки тогоже знака у волновых обмоток, особо пригодных для больших напряжений с последовательно соединенными коллекторами, сдвинуты друг относительно друга на 180 электрических градусов.

е) Рассмотрим равносекционную параллельно-последовательную шестиполюсную обмотку ($p = 3$) с двумя парами параллельных ветвей ($a = 2$) и с четырьмя активными сторонами в пазу ($u = 2$).

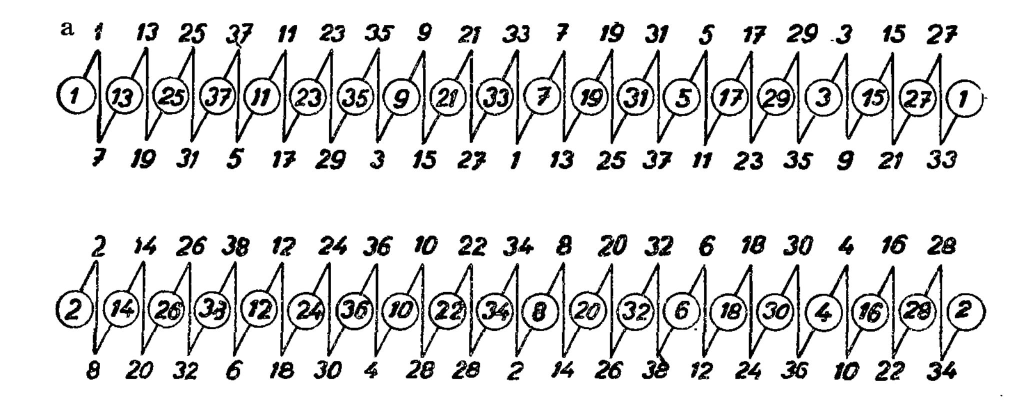
Число пазов удовлетворяет уравнению

$$N_d = \frac{1}{u}(c'p \pm a), \tag{20-6}$$

где c' — любое целое число. После подстановки число пазов будет

$$N_d = 3c \pm 1, \tag{20-6'}$$

где c — любое целое число. Верхний знак относится к неперекрещивающейся, нижний — к перекрещивающейся обмотке.


а
1 13 25 37 11 23 35 9 21 33 7 19 31 5 17 29 3 15 27
1 13 25 37 11 23 35 9 21 33 7 19 31 5 17 29 3 15 27 1
7 19 31 5 17 29 3 15 27 1 13 25 37 11 23 35 9 21 33
2 14 26 38 12 24 36 10 22 34 8 20 32 6 18 30 4 16 28
2 14 26 38 12 24 36 10 22 34 8 20 32 6 18 30 4 16 28 2
8 20 32 6 18 30 4 28 28 2 14 26 38 12 24 36 10 22 34

б

Рис. 20-6а, б.

в

г

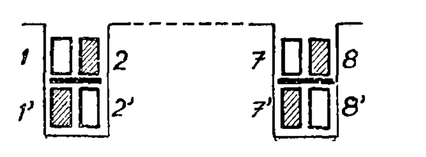


Рис. 20-6. Вырожденная параллельно-последовательная обмотка, подключенная последовательно к двум коллекторам; $p = 3$, $a = 2$, $N_d = 19$, $u = 2$, $N_c = K = 38$, $y_k = 12$, $Q = 3\frac{1}{6}$, $y_{d_1} = 3$, $y_1 = 6$, $y_2 = 6$, $P = 19$, $\alpha = 3\alpha'$.

Число пластин

$$K = uN_d = 6c \pm 2$$

и коллекторный шаг

$$y_k = c' = 2c \text{ пластин}, \qquad (20\text{-}7)$$

так что обмотка распадается на два самостоятельных контура.

Полюсное деление

$$Q = \frac{c}{2} \pm \frac{1}{6} \text{ паза}.$$

Первый пазовый шаг при четном c принимаем равным

$$y_{d_1} = 0{,}5c \text{ пазов},$$

т. е. у неперекрещивающейся обмотки шаг будет укорочен, а у перекрещивающейся обмотки удлинен на одну шестую пазового деления. При нечетном c выполним пазовый шаг равным

$$y_{d_1} = 0{,}5(c \pm 1) \text{ паз},$$

т. е. у неперекрещивающейся обмотки удлиненным, а у перекрещивающейся обмотки укороченным на одну треть пазового деления.

У ступенчатой обмотки потенциальные многоугольники для двух контуров имели бы различный диаметр, вследствие чего напряжения на обоих коллекторах не были бы равновелики.

Положим $c = 6$ и рассмотрим параллельно-последовательную неперекрещивающуюся обмотку со следующими данными:

$$p = 3, \quad a = 2, \quad u = 2, \quad N_d = 19, \quad N_c = K = 38, \quad y_k = 12.$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{c}{2} + \frac{1}{6} = 3\frac{1}{6} \text{ паза}.$$

Первый шаг по пазам

$$y_{d_1} = 0{,}5c = 3 \text{ паза},$$

так что первый секционный шаг

$$y_1 = uy_{d_1} = c = 6 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = c = 6 \text{ секций}.$$

Число лучей звезды векторов

$$P = N_d = 19$$

а

б

Рис. 20-7а, б.

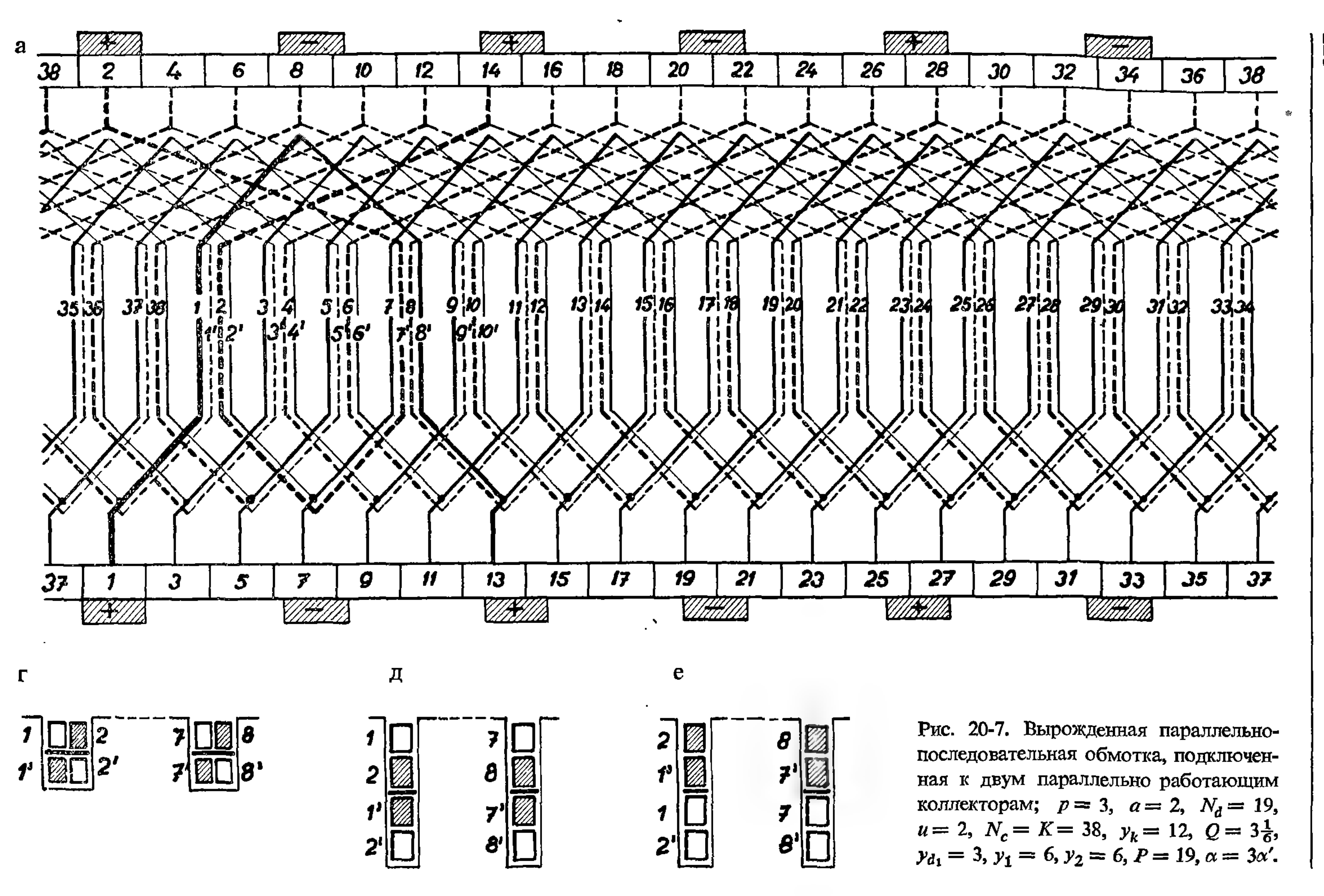


Рис. 20-7. Вырожденная параллельно-последовательная обмотка, подключенная к двум параллельно работающим коллекторам; $p = 3$, $a = 2$, $N_d = 19$, $u = 2$, $N_c = K = 38$, $y_k = 12$, $Q = 3\frac{1}{6}$, $y_{d_1} = 3$, $y_1 = 6$, $y_2 = 6$, $P = 19$, $\alpha = 3\alpha'$.

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{19} 3 = 3\alpha' .$$

Вспомогательная схема изображена на рис. 20-6а, потенциальная диаграмма на рис. 20-6б. По диаграмме можно легко убедиться в том, что обмотка вырождается в две простые последовательные обмотки, из которых одна подключается к переднему, а другая к заднему коллектору, причем оба коллектора соединены последовательно. Развернутая схема обмотки показана на рис. 20-6в, на схеме отмечены положения щеток на обоих коллекторах. Здесь видно, что полярность одинаково расположенных комплектов щеток взаимно обратна. Если желательно иметь комплекты щеток и здесь на той же оси, то следует применить видоизмененную вспомогательную схему согласно рис. 20-7а, которой соответствует потенциальный многоугольник на рис. 20-7б и схема обмотки на рис. 20-7в. Отдельные проводники можно располагать в пазах либо согласно рис. 20-7г, либо в четырех слоях согласно рис. 20-7д, е. Данные для этих обмоток приведены в таблице 20-4.

ж) Рассмотрим теперь шестиполюсную ($p = 3$) параллельно-последовательную равносекционную обмотку с двумя парами параллельных ветвей ($a = 2$) и с четырьмя активными сторонами в одном слое паза ($u = 4$).

Число пазов неперекрещивающейся обмотки

$$N_d = 3c - 1 \tag{20-8}$$

и число пластин

$$K = uN_d = 4(3c - 1) .$$

У перекрещивающейся обмотки число пазов соответствует формуле

$$N_d = 3c - 2 \tag{20-8'}$$

и число пластин

$$K = 4(3c - 2) .$$

Коллекторный шаг в обоих случаях дается уравнением

$$y_k = 4c - 2 \text{ пластины} , \tag{20-9}$$

так что обмотка распадается на два самостоятельных контура, которые можно подключить к двум коллекторам. Полюсное деление у неперекрещивающейся обмотки

$$Q = \frac{c}{2} - \frac{1}{6} \text{ паза}$$

и у перекрещивающейся обмотки

$$Q = \frac{c}{2} - \frac{1}{3} \text{ паза} .$$

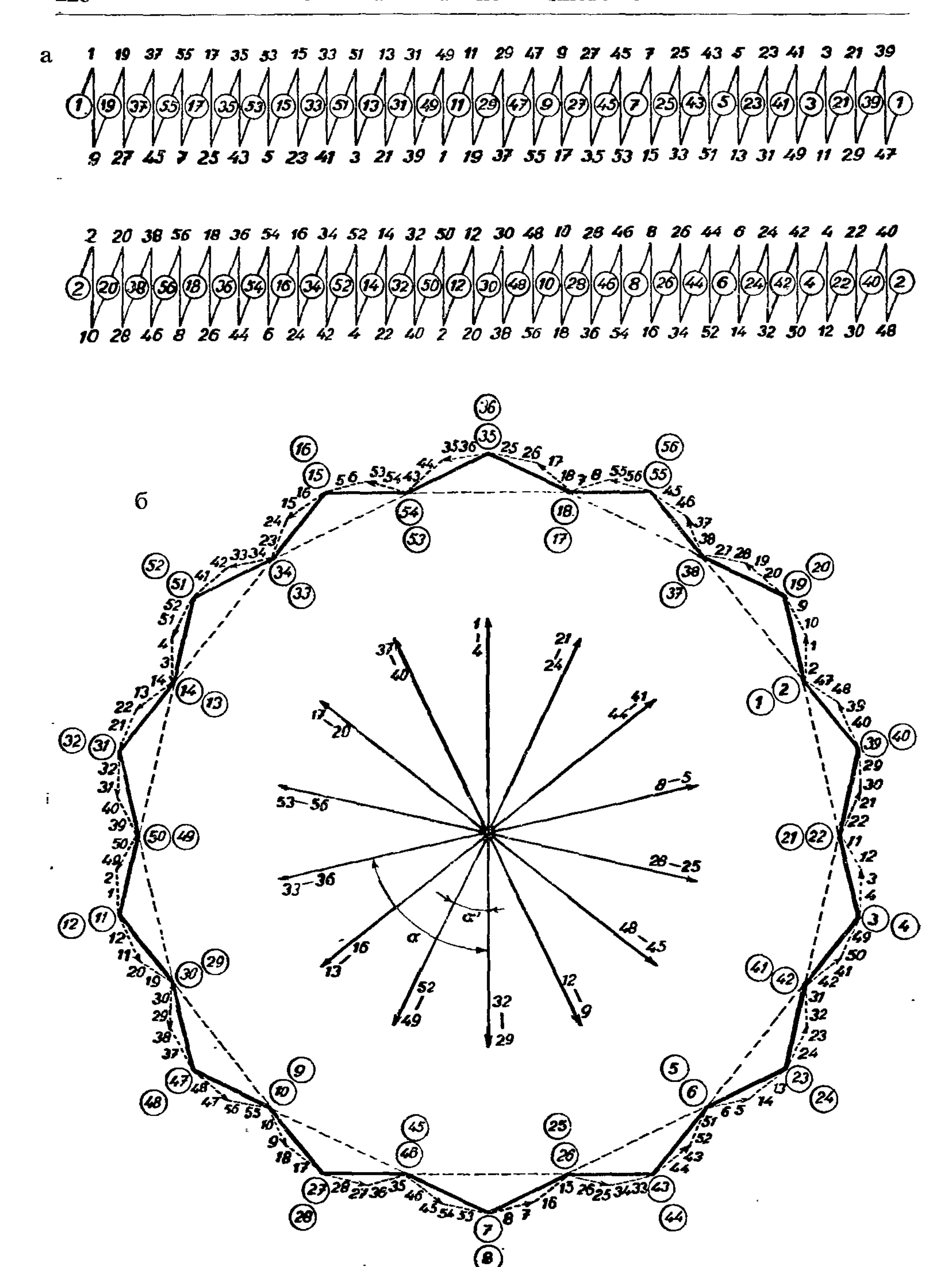


Рис. 20-8а, б.

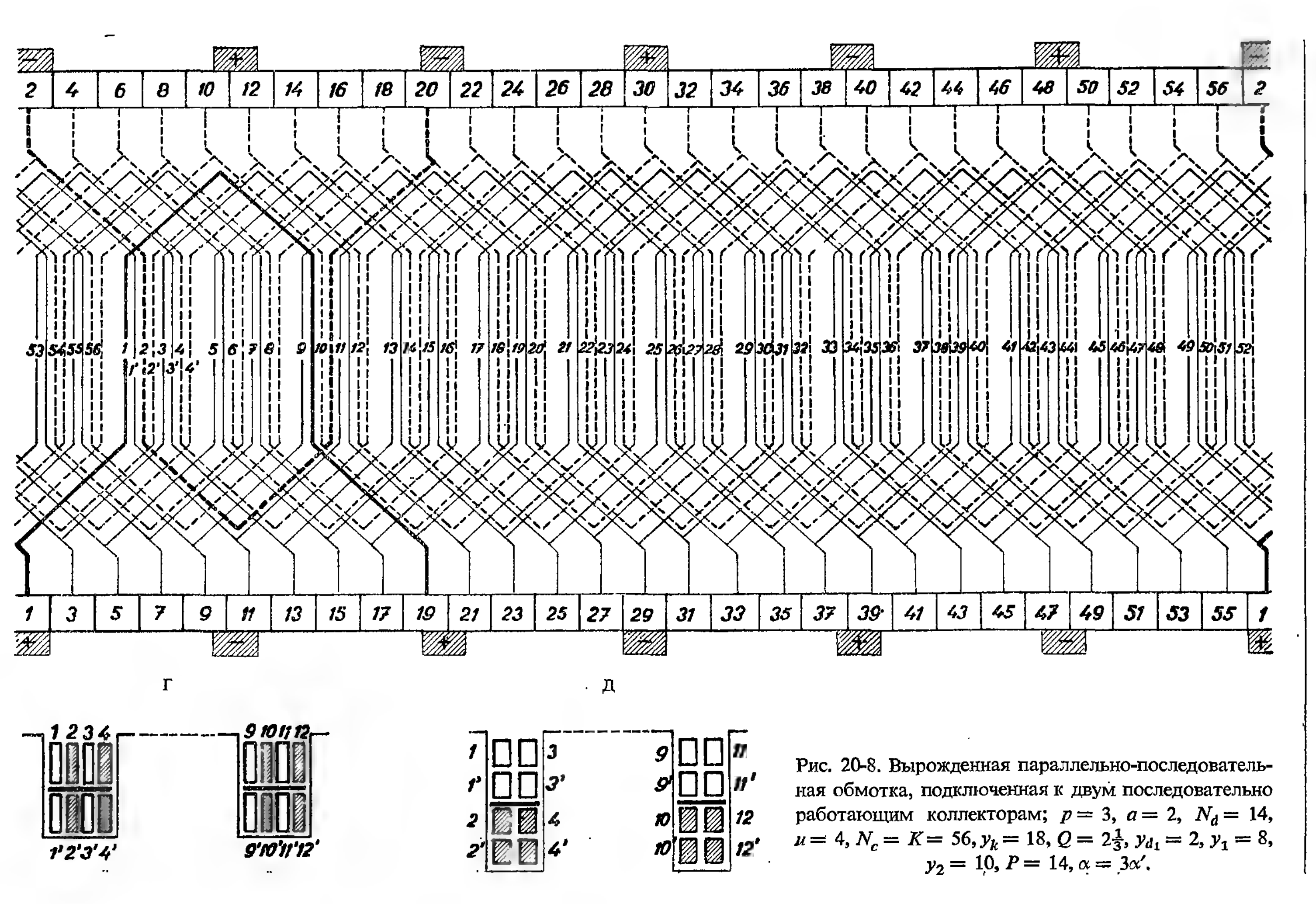


Рис. 20-8. Вырожденная параллельно-последовательная обмотка, подключенная к двум последовательно работающим коллекторам; $p = 3$, $a = 2$, $N_d = 14$, $u = 4$, $N_c = K = 56$, $y_k = 18$, $Q = 2\frac{1}{3}$, $y_{d_1} = 2$, $y_1 = 8$, $y_2 = 10$, $P = 14$, $\alpha = 3\alpha'$.

Пазовый шаг для четного с будет

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} \text{ паза},$$

т. е. шаг удлинен на одну шестую пазового деления у неперекрещивающейся обмотки, и на одну треть у перекрещивающейся обмотки. Для нечетного c пазовый шаг будет

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} - \frac{1}{2} \text{ паза},$$

так что шаг у неперекрещивающейся обмотки будет укорочен на одну треть пазового деления, а у перекрещивающейся обмотки на одну шестую пазового деления. Принимая пазовый шаг $y_{d_1} = c/2$, получаем ступенчатую обмотку, вырождающуюся также в отдельные последовательные обмотки. Каждый контур в этом случае складывается из узких и широких секций; оба многоугольника совпадают, так что такую обмотку можно применить для двухколлекторных машин. В случае пазового шага $y_{d_1} = c/2 \pm \frac{1}{4}$ напряжения отдельных пар параллельных ветвей различны, нагрузка распределяется неравномерно по обеим парам параллельных ветвей.

Примем $c = 5$ и рассмотрим параллельно-последовательную неперекрещивающуюся обмотку, соответствующую следующим данным:

$$p = 3, \quad a = 2, \quad u = 4, \quad N_d = 14, \quad N_c = K = 56, \quad y_k = 18.$$

Полюсное деление будет

$$Q = \frac{c}{2} - \frac{1}{6} = 2\frac{1}{3} \text{ паза}.$$

Пазовый шаг положим равным

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} - \frac{1}{2} = 2 \text{ пазам}.$$

Этому соответствует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 8 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 10 \text{ секций}.$$

Для звезды векторов получим

$$P = N_d = 14 \text{ лучей}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{14} 3 = 3\alpha'.$$

В случае последовательного соединения обоих коллекторов обмотку выполним согласно вспомогательной схеме, изображенной на рис. 20-8а и согласно схеме обмотки (рис. 20-8в). Соответствующая потенциальная диаграмма приведена на рис. 20-8б. Обмотка вырождается в две простые обмотки, каждую из них соединяем с одним коллектором. Проводники расположены в пазах согласно рис. 20-8г или в четырех слоях согласно рис. 20-8д.

В приложении приведены данные для этих обмоток в таблице 20-5.

з) Обратим, наконец, внимание на обмотки, у которых отношение p/a — целое число, и рассмотрим восьмиполюсную параллельно-последовательную обмотку с двумя парами параллельных ветвей и с $u = 2$. Число пазов следует из уравнения (20-6), которое после подстановки примет вид

$$N_d = 2c' \pm 1 .$$

Число пластин будет

$$K = uN_d = 2(2c' \pm 1)$$

и коллекторный шаг

$$y_k = c' .$$

При $c' = 2c$ обмотка распадается на два самостоятельных контура и вырождается в две простые последовательные обмотки. Число пазов будет

$$N_d = 4c \pm 1 ,$$

так что полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{c}{2} \pm \frac{1}{8} \text{ паза} .$$

Пазовый шаг в случае нечетного c принимаем равным

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} \pm \frac{1}{2} \text{ паза} ,$$

т. е. шаг у неперекрещивающейся обмотки удлинен, а у перекрещивающейся обмотки укорочен на $\frac{3}{8}$ пазового деления. При четном c пазовый шаг принимаем равным

$$y_{d_1} = \frac{c}{2} \text{ паза} ,$$

т. е. шаг у неперекрещивающейся обмотки укорочен, а у перекрещивающейся обмотки удлинен на одну восьмую пазового деления. Данные для этих обмоток сведены в таблицу 20-6 (стр. 975).

21. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

а) ОБМОТКИ ДЛЯ ДВУХ РОДОВ ТОКА

На практике иногда требуется, чтобы генератор подавал не только постоянный, но и переменный ток. Такая проблема возникает у одноякорных преобразователей (рис. 21-1) и у делителей напряжения. У многофазной машины требуется, чтобы электродвижущие силы отдельных фаз имели равные амплитуды и чтобы фазовые сдвиги были равны. В случае наличия N_c секций необходимо, чтобы число секций в одной фазе обмотки переменного тока, приходящееся на одну пару полюсов у простых параллельных, а также у множественных параллельных обмоток, выражалось целым числом:

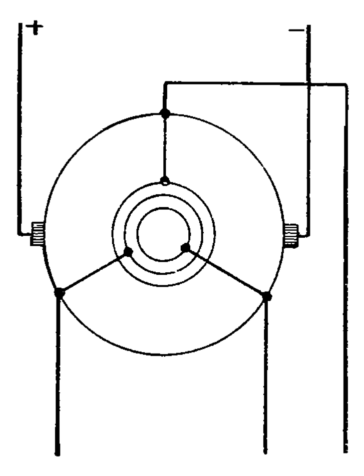


Рис. 21-1. Схема трехфазного преобразователя.

$$N_c' = \frac{N_c}{pam} = \text{целое число} .$$

Если a означает число параллельных ветвей в каждой фазе и m – число фаз, то общее число параллельных ветвей равно am. Рассмотрим случай параллельной петлевой обмотки (рис. 21-2), характеризуемой следующими данными:

$$p = 2 , \quad a = 2 , \quad N_d = 24 , \quad u = 1 , \quad N_c = K = 24 , \quad m = 6 .$$

Обмотку выполним неперекрещивающейся, с полным шагом. Коллекторный шаг будет

$$y_k = + \frac{a}{p} = 1 \text{ пластина}$$

и первый шаг по пазам

$$y_{d_1} = Q = \frac{N_d}{2p} = 6 \text{ пазов} .$$

Отсюда следует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 6 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = -5 \text{ секций} .$$

Звезда векторов имеет

$$P = \frac{N_d}{[illegible]} = 12 \text{ лучей} .$$

а



б

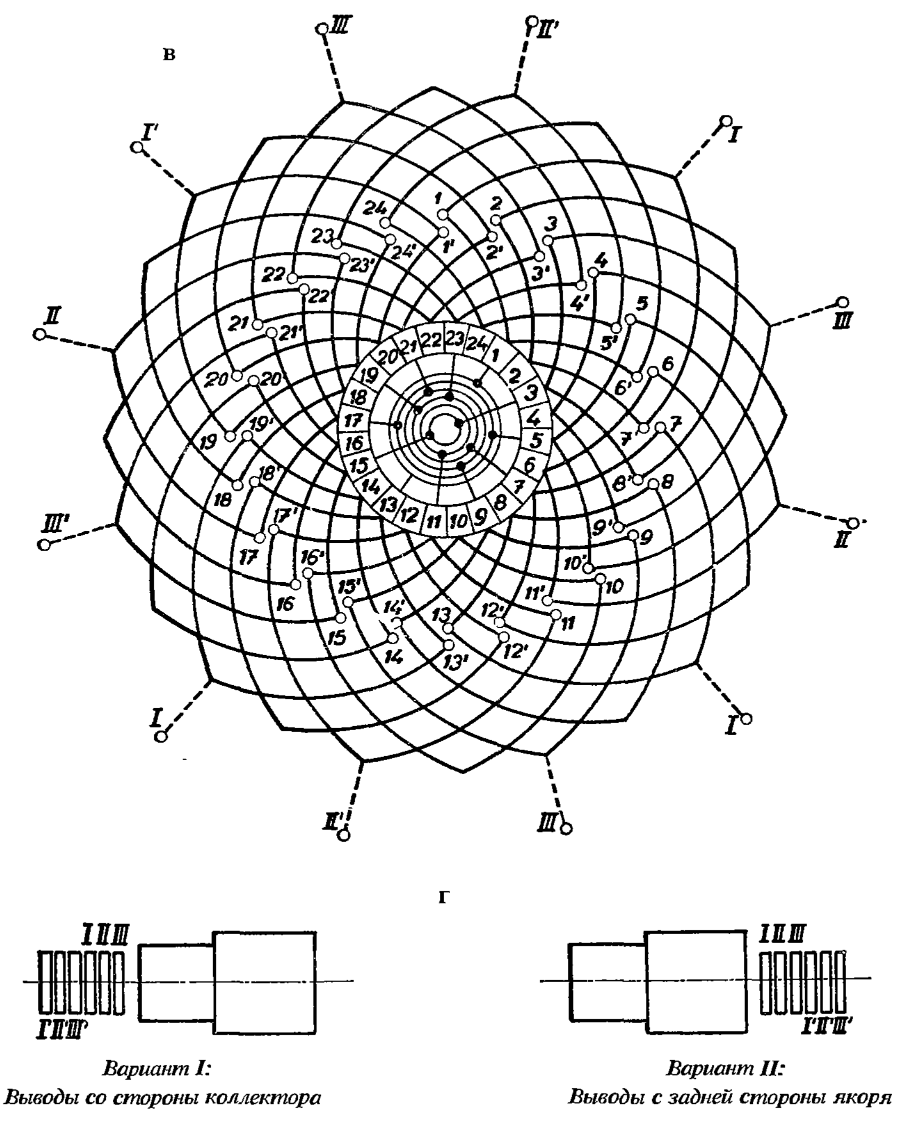
Рис. 21-2. Параллельная петлевая обмотка одноякорного преобразователя; $p = 2$, $a = 2$, $m = 6$, $N_d = 24$, $u = 1$, $N_c = K = 24$, $y_k = 1$, $Q = 6$, $y_{d_1} = y_1 = 6$, $y_2 = -5$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$.

Угол между двумя лучами

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{12}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{12} = \alpha' .$$



Вариант I:
Выводы со стороны коллектора

Вариант II:
Выводы с задней стороны якоря

Рис. 21-2в, г.

Построим обычным способом вспомогательную схему и схему обмотки (рис. 21-2а, в), а также многоугольник напряжений (рис. 21-2б). Многоугольники обеих пар ветвей совпадают. В многоугольнике напряжений рассмотрим положение точек выводов отдельных фаз со стороны переменного тока. Так как $m = 6$ фазам, то из каждой пары ветвей выходит шесть выводов, т. е. всего 12 выводов, которые подводятся к шести токособирательным кольцам таким образом, что обе ветви питаются параллельно. Так как потенциальная диаграм-

ма представляет собой двенадцатиугольник, то между двумя смежными выводами лежат всегда две стороны. Выводы фазы *I* подсоединяются со стороны коллектора к пластинам *1*—*13*, и аналогично,

фаза *I'* соединена с пластинами *7* и *19*,
фаза *II* соединена с пластинами *5* и *17*,
фаза *II'* соединена с пластинами *11* и *23*,
фаза *III* соединена с пластинами *9* и *21*,
фаза *III'* соединена с пластинами *3* и *15*.

По конструктивным соображениям часто бывает целесообразным выполнять выводы с задней стороны якоря и там же помещать токособирательные кольца. Оба варианта показаны на рис. 21-2г.

Более сложные условия для выполнения выводов создаются у обмоток последовательных и параллельно-последовательных.

Выразим число секций в виде

$$N_c = K = pamK',$$

где K' — число пластин на фазу, пару полюсов и пару параллельных ветвей.

Подставляя в формулу для коллекторного шага, получим

$$y_k = \frac{K \pm a}{p} = \frac{pamK' \pm a}{p} = a\left(mK' \pm \frac{1}{p}\right).$$

Из этого уравнения видно, что коллекторный шаг не будет целым числом. Поэтому здесь нельзя предотвратить возникновение асимметрии на стороне постоянного или переменного тока. В таком случае применяется либо несимметричная обмотка постоянного тока, либо симметричная обмотка переменного тока с неравномерно расположенными выводами фаз.

Иногда и у последовательных обмоток можно добится симметричного расположения выводов. Рассмотрим такой случай на примере последовательной обмотки преобразователя (рис. 21-3), где

$$p = 2, \quad a = 1, \quad N_d = 21, \quad u = 1, \quad N_c = K = 21, \quad m = 6.$$

Рассмотрим обмотку с коллекторным шагом

$$y_k = \frac{21 - 1}{2} = 10 \text{ пластин}.$$

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{21}{4} = 5{,}25 \text{ паза}.$$

Первый шаг по пазам принимаем равным

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазам}.$$

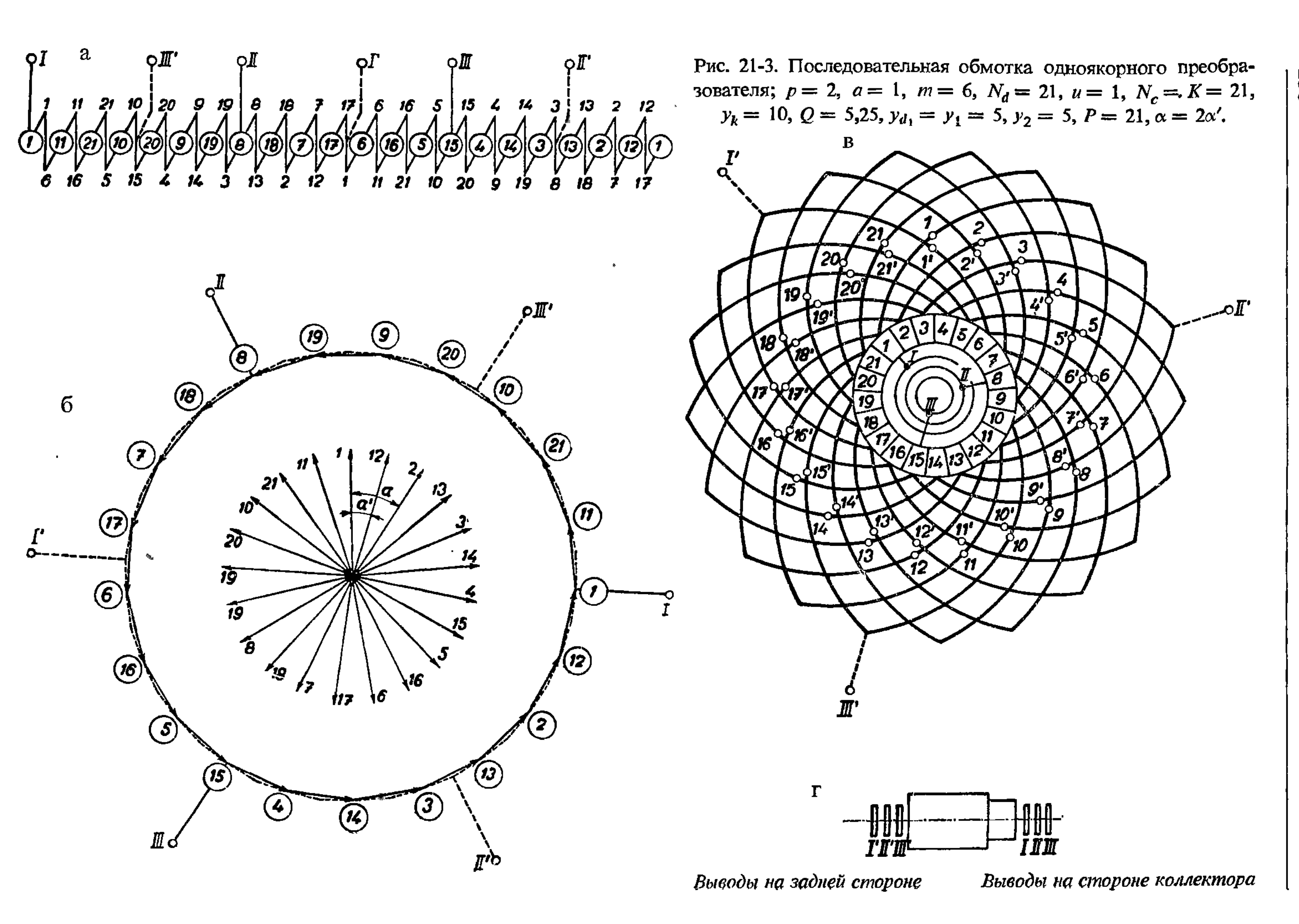


Рис. 21-3. Последовательная обмотка одноякорного преобразователя; $p = 2$, $a = 1$, $m = 6$, $N_d = 21$, $u = 1$, $N_c =$, $K = 21$, $y_k = 10$, $Q = 5{,}25$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = 5$, $P = 21$, $\alpha = 2\alpha'$.

Отсюда следует первый секционный шаг

$$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 5 \text{ секций}.$$

В звезде векторов будет

$$P = \frac{N_d}{t} = 21 \text{ луч}.$$

Угол между смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{21}$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{21} 2 = 2\alpha'.$$

Положение выводов для переменного тока найдем опять же из потенциальной диаграммы (рис. 21-3б).

Три вывода (I, II, III) лежат со стороны коллектора и остальные (I', II', III') — — с задней стороны якоря. Напряжения фаз со стороны переменного тока имеют ту же амплитуду, углы фазового смещения равны.

б) ОБМОТКИ С УВЕЛИЧЕННЫМ ЧИСЛОМ ПЛАСТИН

У симметричных обмоток напряжение между двумя смежными пластинами равно

$$e_l = \frac{p}{a} e_c,$$

где e_c — напряжение одной секции. В случае чрезмерного напряжения между пластинами, как например у обмоток с низким числом параллельных ветвей и с большим числом полюсов, такое напряжение можно уменьшить путем увеличения числа пластин. На рис. 21-4 показан принцип увеличения числа пластин для петлевой обмотки по Томсону. Такое увеличение числа пластин иногда вызывается необходимостью, как, например, у машин на низкие напряжения, где число пластин коллектора мало, вследствие чего пульсации напряжения достигают значительной величины. В прежние времена такой способ увеличения числа пластин применялся и для крупных коллекторных машин

Рис. 21-4. Способ увеличения числа пластин у петлевой обмотки.

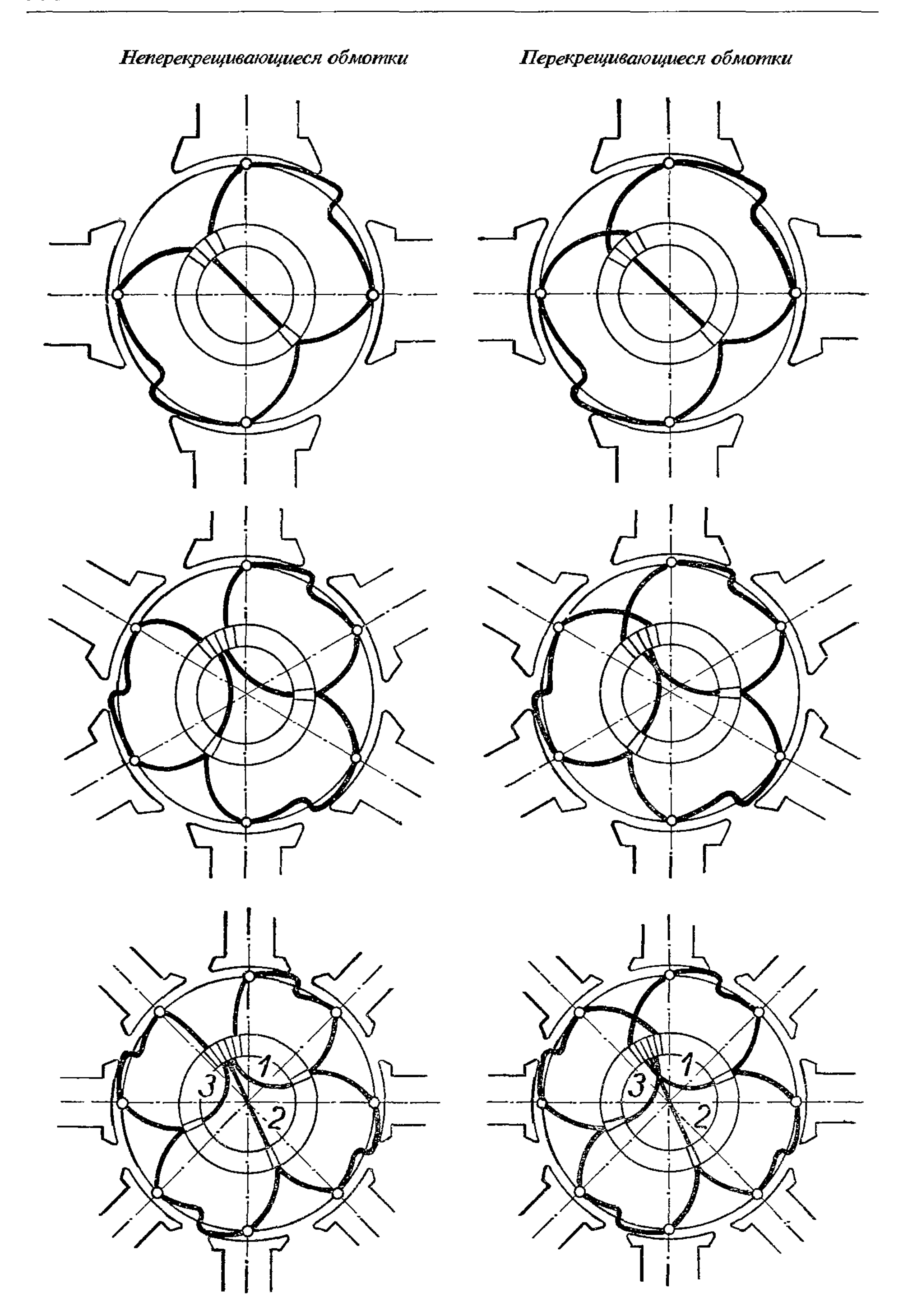


Рис. 21-5. Увеличение числа пластин у последовательных обмоток.

переменного тока, где напряжения между пластинами велики. В настоящее время такой способ применяется редко. На рис. 21-5 приведены некоторые способы увеличения числа пластин у последовательной обмотки. Здесь показаны примеры четырехполюсных неперекрещивающихся и перекрещивающихся обмоток, где между двумя основными пластинами вставлена добавочная пластина. Далее показан пример шестиполюсной обмотки, где между двумя основными пластинами вставлены две добавочные пластины. Последним примером является восьмиполюсная обмотка, у которой между основными пластинами вставлены три добавочных пластины.

Если требуется уменьшить напряжения между пластинами в n-раз, то необходимо увеличить число пластин в m-раз, причем коэффициент увеличения числа пластин составляет

$$m = \frac{p}{an}.$$

У последовательной обмотки, где $a = 1$, будет

$$m = \frac{p}{n}.$$

Увеличенное число пластин

$$K' = mK,$$

где K соответствует первоначальному числу пластин. Соответствующий коллекторный шаг

$$y'_k = my_k,$$

где y_k — первоначальный шаг по пластинам.

Так например, шаги соединений у восьмиполюсной обмотки (рис. 21-5) будут:

а) У неперекрещивающейся обмотки

шаг соединений пластин *1* .... $y'_{p_1} = y'_k + 1$,
шаг соединений пластин *2* .... $y'_{p_2} = 2y'_k + 2 = 2(y'_k + 1)$,
шаг соединений пластин *3* .... $y'_{p_3} = 3y'_k + 3 = 3(y'_k + 1)$.

б) У перекрещивающейся обмотки

шаг соединений пластин *1* .... $y'_{p_1} = y'_k - 1$,
шаг соединений пластин *2* .... $y'_{p_2} = 2y'_k - 2 = 2(y'_k - 1)$,
шаг соединений пластин *3* .... $y'_{p_3} = 3y'_k - 3 = 3(y'_k - 1)$.

В общем случае, для уменьшения напряжения между пластинами в n-раз, шаги соединений будут:

а) У неперекрещивающейся обмотки

шаг соединений пластин *1* .... $y'_{p_1} = ny'_k + 1$,
шаг соединений пластин *2* .... $y'_{p_2} = 2(ny'_k + 1)$,
шаг соединений пластин *3* .... $y'_{p_3} = 3(ny'_k + 1)$.

б) У перекрещивающейся обмотки

шаг соединений пластин *1* .... $y'_{p1} = ny'_k - 1$,
шаг соединений пластин *2* .... $y'_{p2} = 2(ny'_k - 1)$,
шаг соединений пластин *3* .... $y'_{p3} = 3(ny'_k - 1)$.

Увеличенное число пластин коллектора будет

$$K' = mK = \frac{p}{an} K$$

и шаг по коллектору следует из уравнения

$$y'_k = my_k = \frac{p}{an} \frac{K \mp a}{p} \text{ пластин}.$$

Из формулы для шага первого соединения пластин следует

$$y'_{p1} = ny'_k \pm 1 = n\left(\frac{p}{an} \frac{K \mp a}{p}\right) \pm 1 = \frac{n}{p}\left(\frac{p}{an} K \mp \frac{pa}{an}\right) \pm 1 \text{ пластина},$$

или

$$y'_p = n \frac{K'}{p} \text{ пластин}.$$

Это выражение соответствует эквипотенциальному шагу параллельно-последовательной обмотки, где $n = p/a$, так как у симметричных обмоток с p парами полюсов и с a парами параллельных ветвей напряжение между двумя смежными пластинами равно напряжению p/a секций. Второе соединение имеет два, третье соединение – три потенциальных шага. В общем случае $(m - 1)$-ое соединение соответствует $(m - 1)$ потенциальным шагам.

На примере последовательной обмотки покажем способ удвоения числа пластин (рис. 21-6):

$$p = 2, \quad a = 1, \quad N_d = 21, \quad u = 1, \quad N_c = K = 21, \quad m = 2.$$

Увеличенное число пластин будет

$$K' = mK = 2 \,.\, 21 = 42,$$

так что коллекторный шаг неперекрещивающейся обмотки будет

$$y_k = \frac{21 - 1}{2} = 10 \text{ пластин}$$

и при увеличенном числе пластин

$$y'_k = my_k = 2 \,.\, 10 = 20 \text{ пластин}.$$

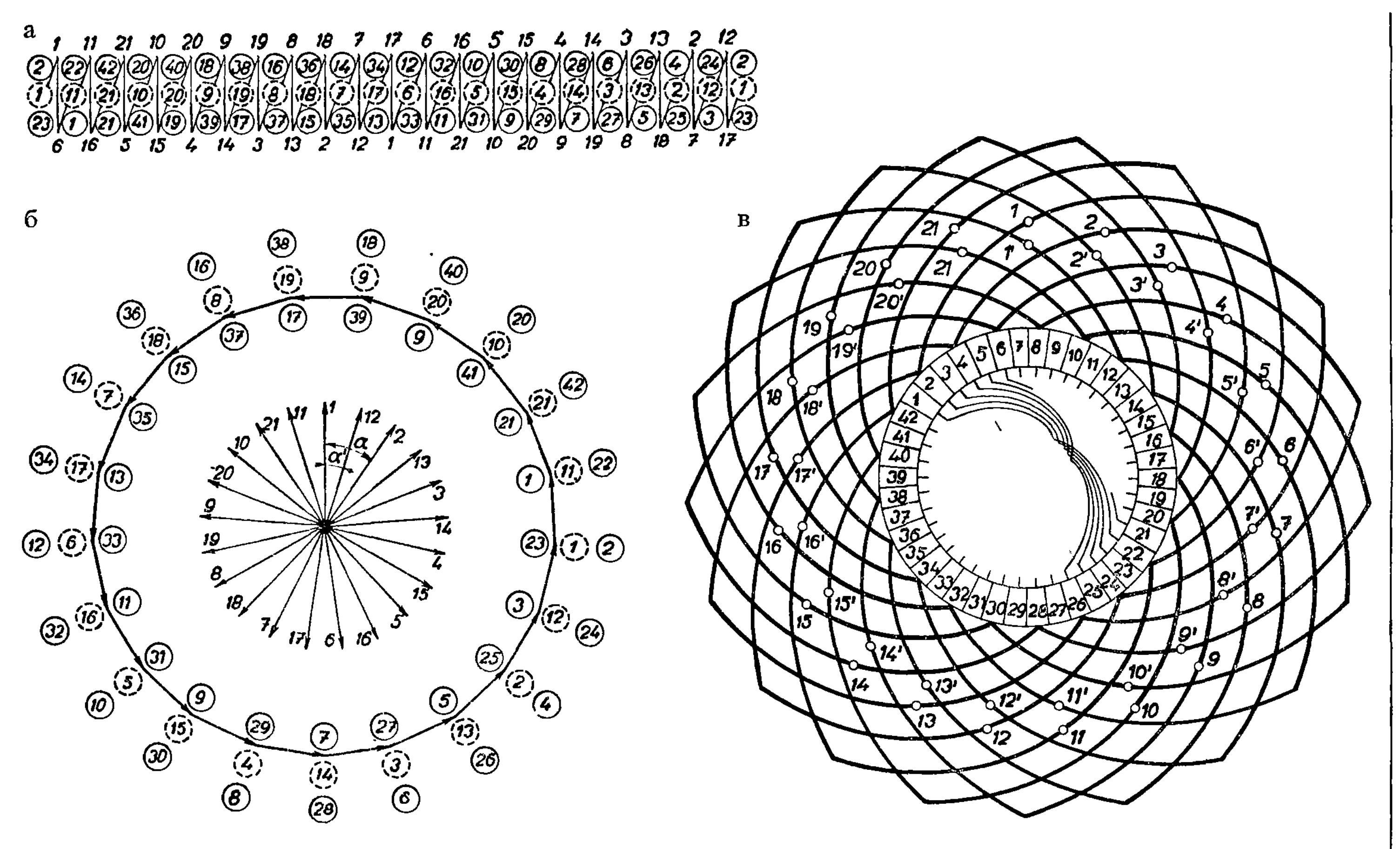


Рис. 21-6. Последовательная обмотка с числом пластин, увеличенным в два раза;
$p = 2$, $a = 1$, $N_d = 21$, $u = 1$, $N_c = K = 21$, $m = 2$, $y_k = 10$, $Q = 5{,}25$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = 5$, $P = 21$, $\alpha = 2\alpha'$.

Шаг соединения будет

$$y'_{p_1} = y'_k + 1 = 20 + 1 = 21 = \frac{K'}{p} = \frac{42}{2} \text{ пластины}.$$

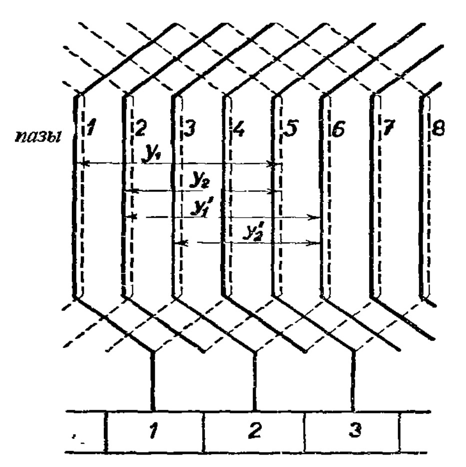


Рис. 21-7. Петлевая обмотка с числом пластин, уменьшенным в два раза.

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{21}{4} = 5{,}25 \text{ паза}.$$

Первый пазовый шаг принимаем равным

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазам},$$

так что первый секционный шаг будет

$$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секций}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = 5 \text{ секций}.$$

Для звезды векторов найдем

$$P = N_d = 21, \quad \alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{21}, \quad \alpha = \frac{360°}{21} = \alpha'.$$

Построим вспомогательную схему (рис. 21-6а) и потенциальную диаграмму (рис. 21-6б) с первоначальным числом пластин $K = 21$ и с шагом $y_k = 10$. Так как число пластин увеличивается в два раза ($m = 2$), то старые номера пластин умножаем на два, и получим номера размноженных пластин. Положение добавочных пластин определяется затем таким образом, что в потенциальной диаграмме к этим новым номерам старых пластин либо прибавим шаг $y'_p = 21$, либо вычтем этот шаг из указанных номеров. Схему обмотки (рис. 21-6в) построим при помощи вспомогательной схемы, где номера основных пластин увеличим в два раза, так что отдельные активные стороны будут соединены с четными пластинами, а добавочные нечетные пластины — с соответствующими эквипотенциальными пластинами, как это видно из потенциальной диаграммы.

У малых машин могут встретиться также обмотки с уменьшенным числом пластин. Соединяя последовательно, например, две секции с одним или более витками, подключим концы этой пары к двум смежным пластинам коллектора (рис. 21-7) и в результате получим обмотку с числом пластин, уменьшенным в два раза:

$$K = \tfrac{1}{2} N_c.$$

Обозначив отдельные шаги, указанные на рис. 21-7, через y_1, y_2, y'_1, y'_2, получим коллекторный шаг этой обмотки в виде алгебраической суммы

$$y_k = 0{,}5(y_1 + y_2 + y'_1 + y'_2).$$

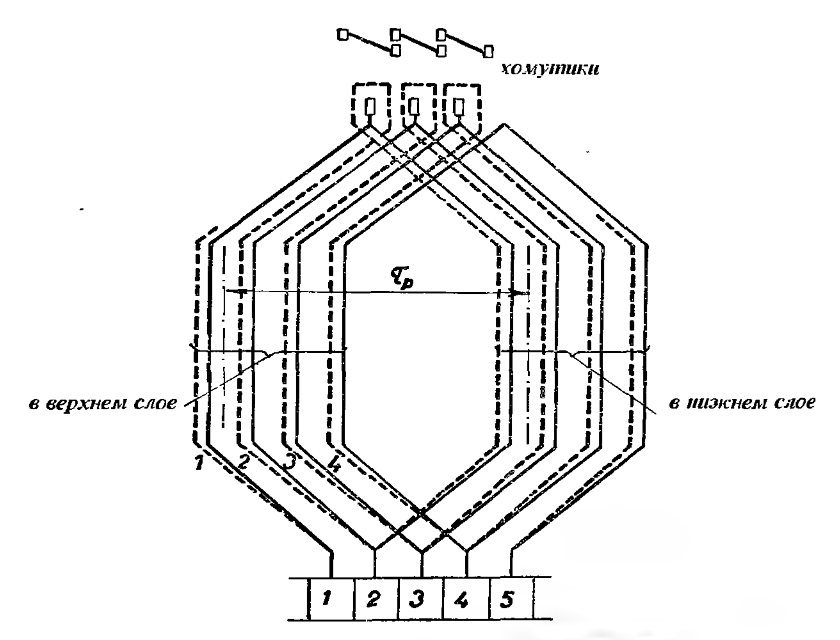


Рис. 21-8. Петлевая обмотка с расщепленными активными сторонами.

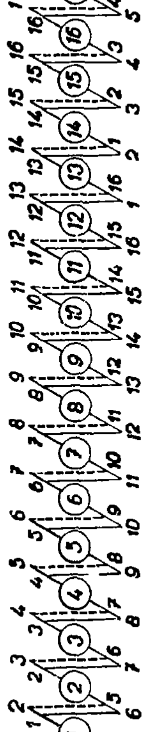
в) РАСЩЕПЛЕННЫЕ ОБМОТКИ

Для крупных быстроходных машин в целях улучшения коммутации были разработаны разные специальные обмотки. У одной из таких обмоток применена петлевая обмотка, каждая активная сторона которой разделена на два элементарных проводника (рис. 21-8), причем один из этих проводников наматывается с укороченным, а другой — с удлиненным шагом; удлинение и укорочение шага равны друг другу. В обоих элементарных проводниках индуктируются те же электродвижущие силы, так что оба проводника можно параллельно подсоединить к коллектору. Такое выполнение обладает преимуществом, заключающимся в уменьшении как коэффициента самоиндукции коммутирующих секций, так и их реактивного напряжения, что улучшает коммутацию.

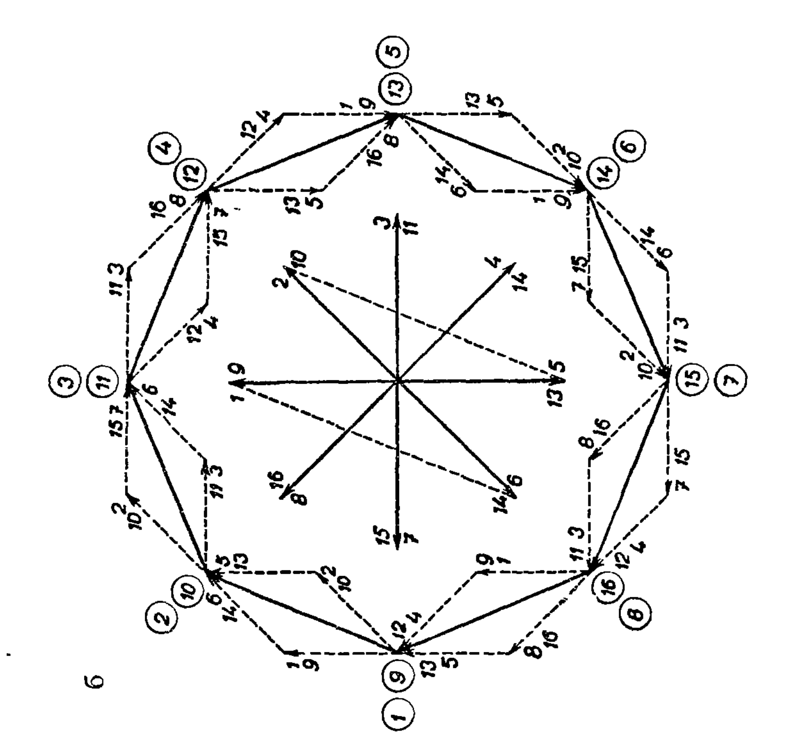
Пример такой обмотки показан на рис. 21-9, где изображена параллельная петлевая обмотка:

$$p = 2, \quad a = 2, \quad N_d = 16, \quad u = 1, \quad N_c = K = 16, \quad y_k = 1.$$

а



б



в

Рис. 21-9. Петлевая расщепленная обмотка; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 16$, $u = 1$, $N_c = K = 16$, $y_k = 1$, $Q = 4$, $y_{d_1} = y_1 = 5$, $y_2 = -4$, $y'_{d_1} = y'_1 = 3$, $y'_2 = -2$, $P = 8$, $\alpha = \alpha'$.

Число пазов на полюс

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{16}{4} = 4 \text{ паза}.$$

Удлиненный первый шаг по пазам принимаем равным

$$y_{d_1} = 5 \text{ пазам}.$$

Соответствующий первый секционный шаг равен

$$y_1 = u y_{d_1} = 5 \text{ секциям}$$

и второй секционный шаг

$$y_2 = y_k - y_1 = -4 \text{ секциям}.$$

Тогда укороченный шаг соответствует

$$y'_{d_1} = 3 \text{ пазам},$$

первый секционный шаг

$$y'_1 = u y'_{d_1} = 3 \text{ секциям}$$

и второй секционный шаг

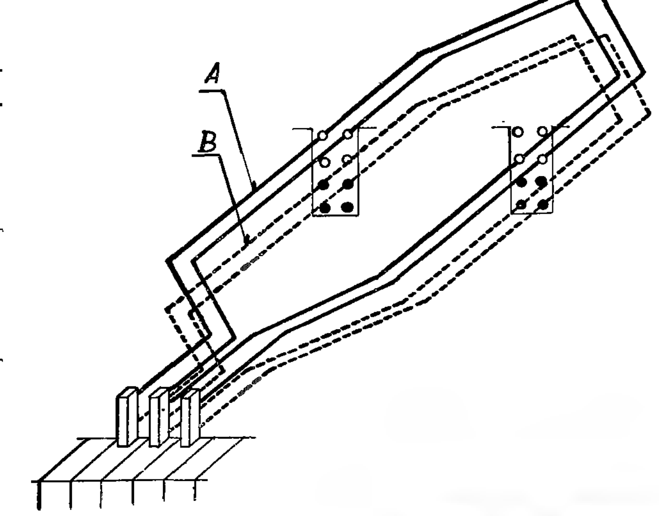


Рис. 21-10. Петлевая обмотка с расщепленными секциями, расположенными в различных слоях, и с полным шагом.

$$y'_2 = y_k - y'_1 = -2 \text{ секциям}.$$

Основные данные звезды векторов:

$$P = 8, \quad \alpha = \alpha'.$$

Вспомогательная схема показана на рис. 21-9а, потенциальная диаграмма на рис. 21-9б и схема обмотки на рис. 21-9в. Для выполнения соединений на задних лобовых частях следует применять два типа соединений, как это видно из рис. 21-8.

Другой мерой для улучшения коммутации путем уменьшения коэффициента самоиндукции является разложение каждой секции в две частичные секции, одна из которых лежит в верхней, а другая в нижней части паза. В таком случае обе составляющие могут выполняться либо с полным шагом (рис. 21-10), либо так, что шаг одной секции может быть укорочен, а другой — удлинен на ту же величину. Идея такого решения заключается в том, что коэффициент самоиндукции секции *A* (рис. 21-10), лежащей в верхней части паза, меньше коэффициента самоиндукции, который соответствовал бы подобной секции, занимающей всю глубину паза. И наоборот, коэффициент самоиндукции составляющей секции *B*, расположенной в нижней части паза, будет больше

коэффициента самоиндукции секции *A*. Результирующий коэффициент самоиндукции составляющих секций *A* и *B*, включенных параллельно, не будет больше коэффициента одной только секции *A*, расположенной в верхнем слое. Между секциями *A*, *B* создаются уравнительные токи, ослабляющие поперечное рассеяние в пазу, что улучшает коммутацию. Следовательно, обмотка работает как демпфирующая.

г) КОММУТАЦИОННЫЕ ДЕМПФЕРЫ

В процессе коммутации у коллекторных машин высвобождается электромагнитная энергия магнитных потоков рассеяния. Если не принять соответствующих мер по улучшению коммутации, то эта энергия передается на коллектор, где она в результате наличия переходного сопротивления щеток превращается в тепловую энергию, и вызывает искрение и почернение пластин. При достаточно большой высоте сечения отдельных проводников, в проводниках в результате воздействия в пазу поперечных магнитных потоков создаются вихревые токи, которые в значительной степени поглощают высвобожденную электромагнитную энергию, что улучшает коммутацию. Неблагоприятным следствием такого улучшения коммутации является падение к. п. д. машины в результате увеличения добавочных потерь.

Такие добавочные токи создаются также у уравнительных обмоток, состоящих из параллельнор аботающих составляющих обмоток петлевой и волновой. Рассматривая ближе реактивные напряжения в отдельных слоях обмотки, обнаружим, что результирующее реактивное напряжение, возникающее в средних слоях обмотки, превышает напряжения, создаваемые в области дна и устья паза. Вследствие этого между слоями создаются уравнительные токи, поглащающие высвобождаемую электромагнитную энергию потоков рассеяния. Применяя одновременно добавочные полюса, мы стремимся к тому, чтобы кривая коммутирующей электродвижущей силы по возможности точнее совпадала с кривой реактивного напряжения. Электромагнитная энергия токов рассеяния, отведенная добавочными полюсами, полностью не теряется, а превращается в механическую энергию, увеличивая вращающий момент машины. Между кривыми этих электродвижущих сил образуются неуравновешенные остаточные коммутирующие и реактивные напряжения, показанные на рис. 21-11 (и обозначенные заштрихованными площадками). Эти остаточные напряжения нельзя устранить добавочными полюсами, так как кривую коммутирующих напряжений нельзя точно приспособить к реактивной электродвижущей силе. В таком случае указанные остаточные напряжения можно демпфировать уравнительными токами между составляющими обмотками. Практика показывает, что у уравнительных обмоток коммутация протекает лучше, чем у обычных обмоток с уравнительными соединениями. На принципе уравнитель-

ных обмоток основываются демпфированные обмотки, детально рассмотренные в главе III.

Принципы улучшения коммутации посредством вихревых токов, индуктируемых поперечными магнитными полями в пазу, используются в различных конструктивных решениях, сведенных в одно целое под общим названием „коммутационные демпферы“.

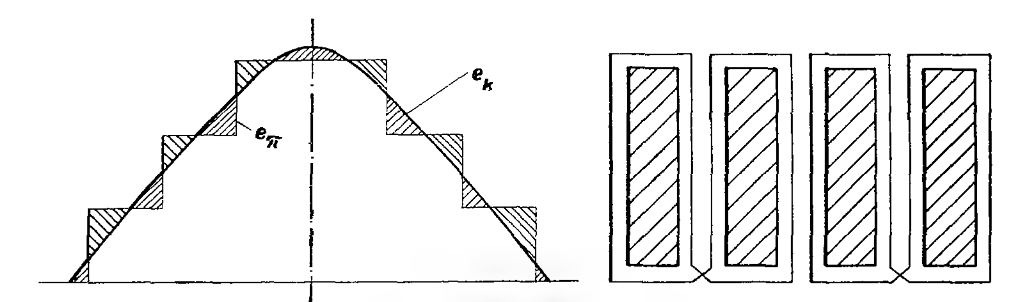


Рис. 21-11. Остаточные коммутирующие реактивные напряжения.

Рис. 21-12. 8-образные катушки на зубцах якоря.

Наиболее простым выполнением таких демпферов являются короткозамкнутые витки из соответствующего материала с повышенным сопротивлением, охватывающие отдельные зубцы якоря, и сцепляющиеся с поперечным магнитным полем в пазу рабочей обмотки. Сопротивление короткозамкнутых витков должно быть достаточным, чтобы короткозамкнутые токи и добавочные потери, создающиеся в результате воздействия основного магнитного потока, не достигали значительных величин.

Токи короткого замыкания в таких демпферах можно также ограничить применением так наз. 8-образных катушек (рис. 21-12). Катушки намотаны из проволоки и пары катушек, намотанных вокруг двух смежных зубцов, соединяются друг против друга; таким путем существенно ограничиваются токи короткого замыкания, создаваемые основным магнитным потоком.

Другое выполнение таких демпферов было предложено Дрейфусом. Здесь имеются два типа демпферов: неуправляемые и управляемые.

1. НЕУПРАВЛЯЕМЫЕ ДЕМПФЕРЫ

На рис. 21-13 и 21-14 приведены два типа неуправляемых демпферов. В первом случае демпфер образован одним короткозамкнутым витком, охватывающим или только верхний слой обмотки, или оба слоя. На рис. 21-13 показано, что виток компенсирует только часть поперечного магнитного потока в области верхнего слоя. Демпфер согласно рис. 21-14 отличается от предыдущего тем,

что у него имеются в пазу два витка, соединенных последовательно, вследствие чего компенсирующий эффект витков распределяется в соответствии с распределением поперечного поля в пазу рабочей обмотки. Конструктивное выполнение таких демпферов показано на рис. 21-15, где приведены четыре варианта. Во всех случаях одна сторона демпфера расположена в верхней, а другая в ниж-

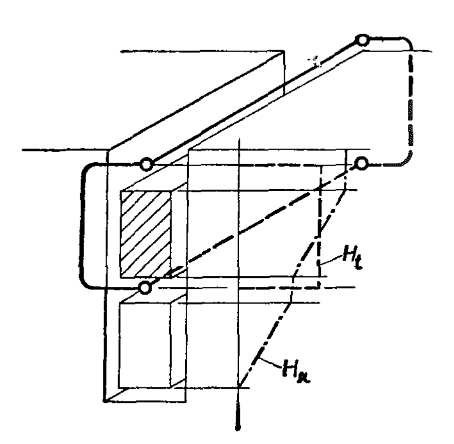


Рис. 21-13. Пазовый демпфер с неуправляемым возбуждением.

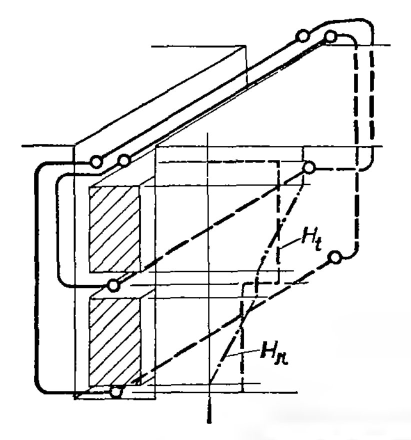
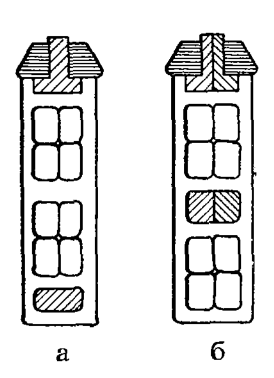


Рис. 21-14. Пазовый демпфер с неуправляемым возбуждением и с двумя витками на паз.



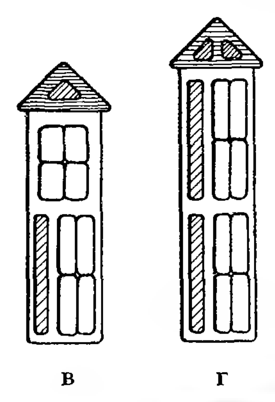


Рис. 21-15. Конструктивное выполнение пазовых демпферов с неуправляемым возбуждением (по схеме Дрейфуса).

ней части паза или между слоями обмотки. На рис. 21-15а демпфер образуется одним проводником, охватывающим всю полезную глубину паза. На рис. 21-15б демпфер разделен на два витка, сцепляющихся только с верхней частью обмотки. Для правильного распределения тока между обоими параллельно соединенными витками рекомендуется выполнять пазы наклонными. На рис. 21-15в нижняя сторона демпфера образует боковой проводник, расположенный

со стороны нижнего слоя обмотки. Демпфер образуется одним витком, сцепляющимся с нижним и верхним слоем обмотки. И наконец на рис. 21-15г, демпфер образован двумя витками, соединенными по схеме, приведенной на рис. 21-14. Стороны демпфера выполнены в виде боковых проводников, расположенных рядом с нижним или с верхним слоем обмотки. Описанные демпферы по существу не имеют практического значения, так как они вызывают значительные добавочные потери и повышенное нагревание обмотки.

2. УПРАВЛЯЕМЫЕ ДЕМПФЕРЫ

В результате стремления к ограничению добавочных потерь в описанных демпферах, проявилась тенденция вводить в демпферы управляющее напряжение, регулирующее величину демпфирующих токов. На рис. 21-16 изображен демпфер, состоящий из двух катушек, соединенных последовательно. Одна из катушек размещена, например, в пазу *1*, другая в пазу *4*. При этом рабочая обмотка имеет одну коллекторную пластину на один паз, и каждая щетка перекрывает три пластины. В момент времени, когда начивается коммутация паза *4*, коммутация паза *1* заканчивается. В случае последовательного соединения катушек в пазах *1* и *4*, действуют индуктированные в них электродвижущие силы друг против друга. В результате влияния катушки в пазу *4* ток, индуктированный в пазу *1*, сильно подавляется. Приведенное устройство обладает различными недостатками, так например, уменьшение реактивного напряжения является недостаточным, так как ударный ток, образовавшийся в процессе коммутации в пазу *1*, может распространяться только в одном направлении, к пазу *4*. Если бы этот ударный ток имел возможность распространяться свободно в обе стороны, то действие демпфера было бы более интенсивным. Помимо того такое устройство несимметрично, так как коммутация в пазах *1* и *4* протекает при различных условиях. И наконец, ток в демпферах нарастает лишь постепенно.

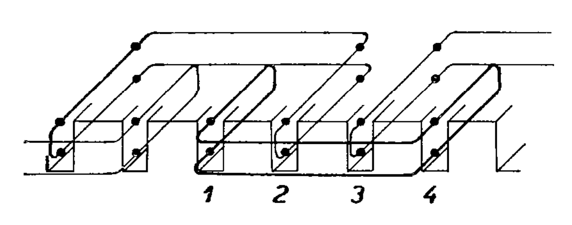


Рис. 21-16. Пазовый демпфер с управляемым возбуждением в простом выполнении.

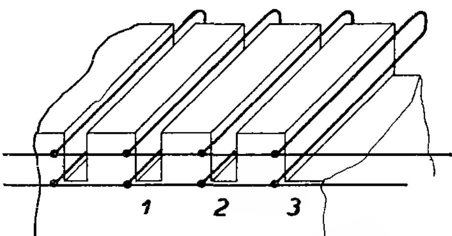


Рис. 21-17. Улучшенное выполнение пазового демпфера с управляемым возбуждением.

Чтобы устранить указанные недостатки, конструкция этих демпферов была усовершенствована согласно рис. 21-17. Здесь параллельно подсоединены все катушки демпферов к общим кольцам. Если коммутация протекает, например, в пазу *1*, то ударный ток, созданный в катушке демпфера, распространяется по обеим сторонам во все пазы, лежащие влево и вправо. Чтобы обеспечить быстрое падение тока в демпфере при удалении паза от области коммутации, активные или реактивные сопротивления колец следует соответственно приспособлять. Так как устройство совершенно симметрично, то демпфирующие токи различных пазов имеют ту же амплитуду, и смещены только по фазе на угол, кратный пазовой частоте.

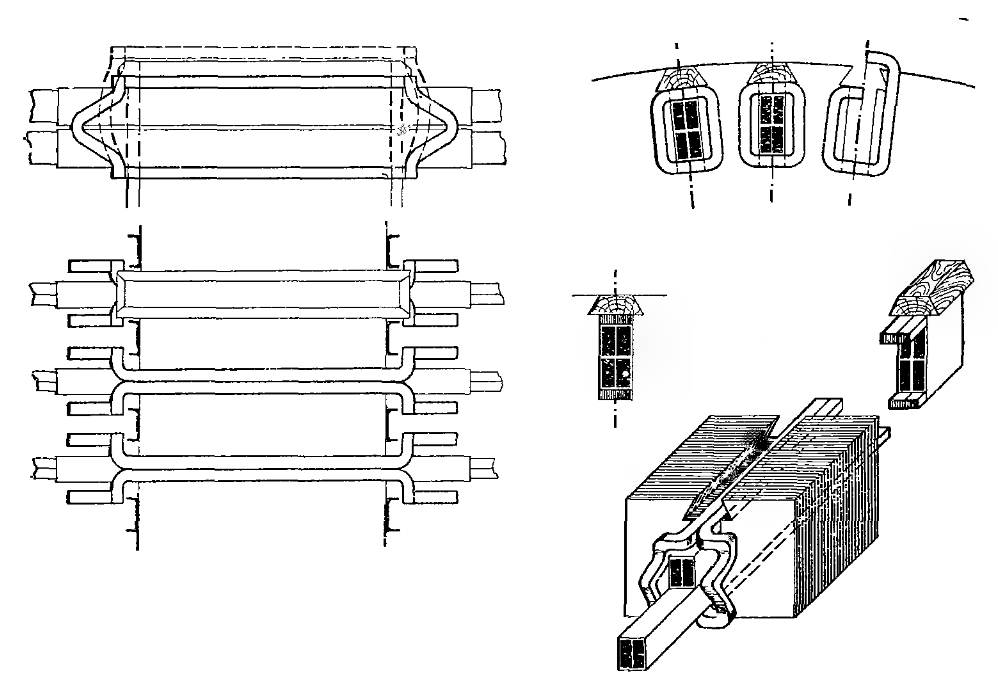


Рис. 21-18. Пазовые демпферы двигателя постоянного тока 2200 квт, 500 в, 1000 об/мин (Сименс-Шукерт).

Иную группу коммутационных демпферов создала фирма Сименс согласно предложениям Треттина[12]. Такой демпфер показан на рис. 21-18. Демпфер выполнен в виде прямоугольных катушек, плоскость которых параллельна боковым стенкам паза, причем одна сторона катушки лежит на дне паза, а другая — вблизи устья паза, так что катушка сцепляется со всем поперечным магнитным полем в пазу. Сечение демпфирующих катушек должно выбираться достаточно большим и в случае надобности и разделенным, чтобы предотвратить создание значительных добавочных потерь. Демпфирующая катушка состоит из двух частей, обозначенных на рис. 21-18 штриховкой, которые в про-

цессе сборки обмотки открываются в устье паза так, чтобы секции рабочей обмотки можно было удобно вкладывать. После укладки обмотки верхние стороны демпфирующих катушек вдавливаются в пазы и приобретают вид, показанный на рис. 21-18 вправо внизу. Недостатком таких демпферов является то, что остаточное магнитное рассеяние в пазу относительно велико, поскольку формы поперечных магнитных полей рабочей и демпфирующей обмоток в пазу различны; демпфирование, достигаемое такими катушками, относительно слабо, так как реактивное напряжение понижается примерно до 60%.

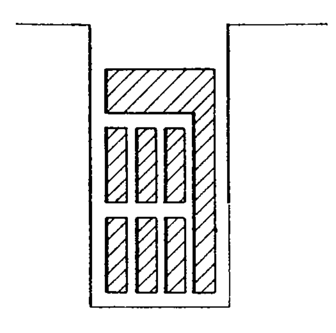


Рис. 21-19.
Массивный демпфер.

Для улучшения демпфирующего воздействия необходимо стремиться к тому, чтобы магнитное поле демпфирующей обмотки соответствовало примерно распределению поперечного поля в пазу рабочей обмотки. Дело в том, что поле рассеяния имеет треугольную форму, в то время как демпфирующее поле — четырехугольную. Чтобы улучшить условия работы демпфера с этой точки зрения, Треттин предложил новое выполнение (рис. 21-19). В этом случае демпфер образуется массивным стержнем, головная часть которого расширена вверху таким образом, чтобы форма соответствующего магнитного поля по возможности наиболее приближалась к треугольной форме поля рассеяния рабочей обмотки. Такой демпфер работает более эффективно, чем предыдущий, и его можно легко укладывать в пазы в процессе сборки обмотки. При помощи такого демпфера можно добиться уменьшения реактивного напряжения даже до 40%.

Следует заметить, что значение коммутационных демпферов в последнее время упало в силу того, что для современных крупных машин постоянного тока часто применяются уравнительные обмотки, обладающие по сравнению с приведенным выше демпфером следующими существенными преимуществами:

1. Такие обмотки не требуют никаких особых мер для улучшения коммутации, за исключением добавочных полюсов. Добавочные полюса существенную часть электромагнитной энергии превращают в механическую. В том случае, когда кривые реактивного и коммутирующего напряжений точно не совпадают, остаточные напряжения компенсируются демпфирующими токами, проходящими между составляющими обмотками — петлевой и волновой. Добавочные потери притом незначительны.

2. Высота сечения рабочей обмотки может быть относительно мала, так как достаточное демпфирование обеспечивается высокой частотой остаточных напряжений электродвижущих сил, достигающей порядка тысяч.

22. ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В ОБМОТКАХ КРУПНЫХ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Как уже было сказано в параграфе 14, в якорях машин постоянного тока в процессе коммутации больших токов создаются значительные добавочные потери, если не были приняты соответствующие меры для их уменьшения. Пренебрегая этими потерями, активные потери в якоре можно выразить формулой

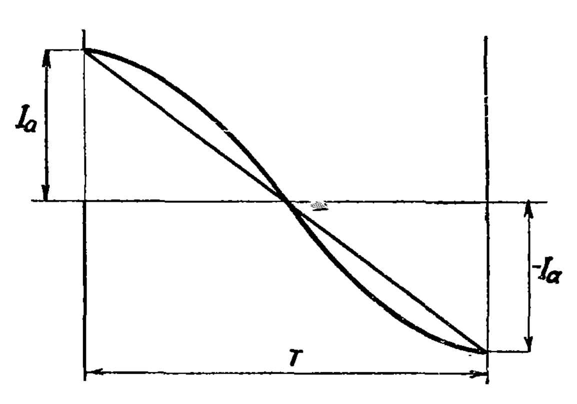


Рис. 22-1. Синусоидальный закон изменения тока в процессе коммутации.

$$P_{z_0} = r_0 I^2, \qquad (22\text{-}1)$$

где r_0 — активное сопротивление, и I — ток якоря. Сопротивление следует из формулы

$$r_0 = \frac{'N l_a}{(2a)^2 s_a V}, \quad [\text{ом}], \qquad (22\text{-}2)$$

где $'N$ — число проводников якоря, l_a — длина проводника в метрах, a — число пар параллельных ветвей, S_a — сечение проводника в мм^2, и V — проводимость меди или другого материала в м/ом. мм^2. Подлинные потери бывают больше, так как в процессе коммутации по мере изменения тока в коммутирующих секциях изменяется и поперечное поле рассеяния в пазу. При этом в массивных проводниках индуктируются вихревые токи, что увеличивает добавочные потери. Их величина зависит от различных факторов, что усложняет точный расчет. Их величину можно, однако, определить на основании известных формул Фильда. Предполагаем, что коммутация осуществляется не по линейному, а по синусоидальному закону, как показано на рис. 22-1.

Период коммутации соответствует

$$T = \frac{b_k}{v} \quad [\text{сек}], \qquad (22\text{-}3)$$

где b_k — ширина щетки, приведенная к окружности якоря, выраженная в см, и v — окружная скорость якоря в см/сек. Учитывая одновременную коммутацию под положительным и отрицательным комплектом щеток, получим в результате соединения этих коммутационных зон результирующую зону, в которой изменение тока осуществляется по полной синусоидальной кривой, продолжительность периода которой T' соответствует двухкратному периоду коммутации:

$$T' = 2T = \frac{2b_k}{v}. \qquad (22\text{-}4)$$

Частота коммутации, следовательно, равна

$$f_k = \frac{1}{T'} = \frac{v}{2b_k} \quad [\text{ц/сек}]. \tag{22-5}$$

Как известно, формулы Фильда справедливы для переменных токов. Поэтому эффективным током проводников будем считать ток, данный соотношением

$$I'_a = \frac{I_a}{\sqrt{2}}, \tag{22-6}$$

где I_a — действительный постоянный ток в одной ветви якоря.

В процессе коммутации под одной щеткой соединяется накоротко

$$n' = \frac{b_k}{b_l} \text{ секций}, \tag{22-7}$$

где b_l — коллекторное деление, отнесенное к окружности якоря. Число n' обычно не бывает целым, поэтому мы округляем его до ближайшего большего числа. Если секция между двумя пластинами образована n_c витками, то накоротко замыкается всего $n_c n'$ витков. Сопротивление секций, соединенных накоротко под одним комплектом щеток будет

$$r_k = \frac{2n_c n' l_a}{s_a V} \quad [\text{ом}]. \tag{22-8}$$

Так как частота коммутации относительно высока, то в массивных проводниках сопротивление r_k значительно повышается в результате влияния вихревых токов. Обозначая коэффициент вихревых потерь через k_v, получим повышенное сопротивление коммутируемой группы проводников в виде

$$r'_k = k_v r_k = k_v \frac{2n_c n' l_a}{s_a V} \quad [\text{ом}]. \tag{22-9}$$

Коэффициент вихревых токов k_v для массивных проводников найдем по формуле

$$K = M_r + N_r \left[\left|\frac{I_s}{I_1}\right| \cos\Theta + \left|\frac{I_s}{I_1}\right|^2 \right], \tag{22-10}$$

где M_r — член, соответствующий увеличению потерь, созданных собственным током проводника; величина N_r — относится к взаимному воздействию нижних проводников, лежащих под рассматриваемым проводником, на этот проводник. I_1 — ток рассматриваемого проводника, I_s — полный ток в пазу под рассматриваемым проводником, и угол Θ — фазовое смещение тока I_1 по отноше-

нию к I_s. Величины M_r и N_r зависят от размеров проводников, паза и от частоты и даются формулами

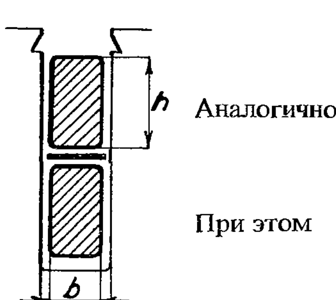


Рис. 22-2. Паз с проводниками.

$$M_r = \delta \frac{\sinh 2\delta + \sin 2\delta}{\cosh 2\delta - \cos 2\delta}. \qquad (22\text{-}11)$$

Аналогично

$$N_r = 2\delta \frac{\sinh \delta - \sin \delta}{\cosh \delta + \cos \delta}. \qquad (22\text{-}12)$$

При этом

$$\delta = 2\pi h \sqrt{\frac{f_k b}{\varrho' a}}. \qquad (22\text{-}13)$$

Величины a, b, h показаны на рис. 22-2. Удельное сопротивление ϱ' выражено в абсолютных электромагнитных единицах. Выражая удельное сопротивление ϱ в ом/мм^2/м, необходимо подставлять $\varrho' = \varrho \,.\, 10^5$ [смгсек]. Зависимость между величинами M_r, N_r, δ показана на графиках рис. 24-3 и 24-4 пар. 24, глава II.

Рассмотрим случай полного шага обмотки, так что коммутация в верхнем и нижнем слое протекает одновременно. Тогда фазовое смещение токов в этих слоях равно $\Theta = 0$. Для проводников верхнего слоя, кроме того, отношение токов будет $I_s/I_1 = 1$. Таким образом, из формулы (22-10) следует

$$K' = M_r + 2N_r. \qquad (22\text{-}14)$$

В случае массивных проводников вихревые токи создаются только в части, расположенной в пазу. Обозначим идеальную длину якоря через l_i (в метрах). Тогда отношение $l_a/l_i = 1 + \lambda$, где λ характеризует относительную длину лобовых частей. Результирующий коэффициент вихревых потерь для верхнего проводника будет

$$k_v' = \frac{K' + \lambda}{1 + \lambda} = \frac{M_r + 2N_r + \lambda}{1 + \lambda}.$$

Для проводника нижнего слоя

$$K'' = M_r$$

и, следовательно, коэффициент вихревых потерь для нижнего проводника

$$k_v'' = \frac{K'' + \lambda}{1 + \lambda} = \frac{M_r + \lambda}{1 + \lambda},$$

так что средний коэффициент вихревых потерь будет

$$k_v = \frac{k_v' + k_v''}{2} = \frac{M_r + N_r + \lambda}{1 + \lambda}.$$

Потери в коммутируемых витках под одним комплектом щеток получим, применяя уравнения (22-6) и (22-9), в виде

$$r_k' I_a'^2 = r_k' \frac{I_a^2}{2} = k_v \frac{n_c n' l_a}{s_a V} I_a^2 . \tag{22-15}$$

Общие потери при коммутации под всеми щетками

$$P_z' = k_v \frac{2 p n_c n' l_i}{s_a V} I_a^2 .$$

Подставляя $I_a = (1/2a) I$, выразим потери в коммутируемых секциях в виде

$$P_z' = k_v \frac{p}{2a^2} \frac{n_c n' l_a}{s_a V} I^2$$

и после преобразований с учетом уравнения (22-2) получим

$$P_z' = k_v r_0 \frac{2 p n_c n'}{'N} I^2 . \tag{22-16}$$

Потери в секциях, не участвующих в коммутации, равны

$$P_{z0} = \left[\frac{'N l_a}{(2a)^2 s_a V} - \frac{2 p n_c n' l_a}{(2a)^2 s_a V} \right] I^2$$

и после преобразований

$$P_{z0} = \left[r_0 - \frac{2 p n_c n'}{'N} r_0 \right] I^2 .$$

Общие активные потери в обмотке якоря поэтому равны

$$P_z = r_0 I_k^2 \left(1 - \frac{2 p n_c n'}{'N} \right) + k_v r_0 \frac{2 p n_c n'}{'N} I^2 ,$$

что после преобразований дает

$$P_z = r_0 I_k^2 \left[1 + \frac{2 p n_c n'}{'N} (k_v - 1) \right] \tag{22-17}$$

В случае укороченного шага можно приближенно предполагать, что между токами верхнего и нижнего слоя возникнет фазовое смещение

$$\Theta = \frac{\tau_p - y_1}{b_k} \pi , \tag{22-18}$$

где τ_p — полюсное деление в см и y_1 — первый секционный шаг, выраженный в см. Тогда для верхнего слоя согласно уравнению (22-10) будет

$$K' = M_r + N_r (1 + \cos \Theta) \tag{22-19}$$

и

$$k'_v = \frac{M_r + N_r(1 + \cos\Theta) + \lambda}{1 + \lambda}. \tag{22-20}$$

Для нижнего слоя

$$K'' = M_r \tag{22-21}$$

и

$$k''_v = \frac{K'' + \lambda}{1 + \lambda} = \frac{M_r + \lambda}{1 + \lambda}. \tag{22-22}$$

Средний коэффициент потерь

$$k_v = \frac{k'_v + k''_v}{2} = \frac{M_r + N_r \cos^2 \frac{1}{2}\Theta + \lambda}{1 + \lambda}. \tag{22-23}$$

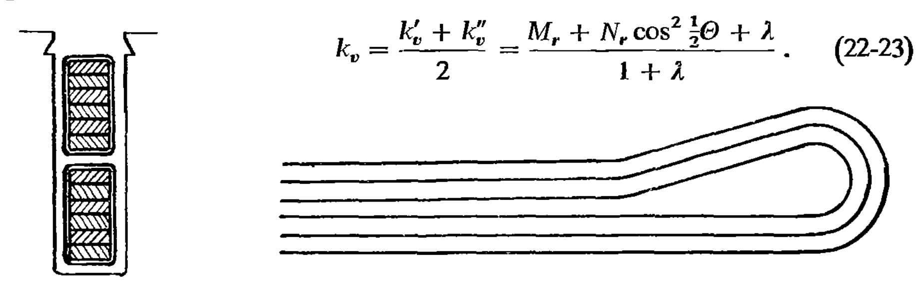


Рис. 22-3. Пластинчатые проводники.

Рис. 22-4. Полный оборот элементарных проводников в лобовых частях секций.

Ранее полученные формулы (22-16) и (22-17) остаются в силе. Из формулы (22-23) находим, что в случае укороченного или удлиненного шага потери в якоре будут несколько меньше. Можно также убедиться, что добавочные потери при линейной коммутации будут более благоприятны.

Добавочные потери в якоре от вихревых токов, являющиеся следствием коммутации, у крупных и быстроходных машин достигают иногда значительной величины и в некоторых случаях могут составлять даже пятьдесят и больше процентов от всех потерь от постоянного тока. Для уменьшения таких потерь, обмотки выполняют из проводников, состоящих из ряда друг от друга изолированных элементарных проводников (рис. 22-3). Дальнейшего ограничения таких потерь можно добиться оборачиванием элементарных проводников на задних лобовых частях обмотки (рис. 24-4). Разделение проводников на элементарные проводники оказывает то же влияние, что и увеличение удельного сопротивления в уравнении (22-13):

$$\varrho_1 = \varrho' \frac{l_a}{l_i}.$$

Если, кроме того, проводник перевернут (рис. 22-4), то коэффициент сопротивления k_v дается формулой[11]

$$k_v = M_r + \frac{n^2 - 1}{4} N_r,$$

где n — число проводников в одном слое паза. При $n = 1$ будет $k_v = M_r$, из чего видно, что такие меры весьма эффективны.

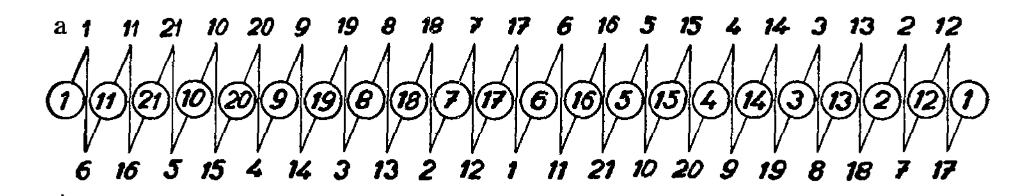
Заметим еще, что у крупных машин весьма большое внимание следует уделять местам пайки. У таких машин приходится конструировать эти места так, чтобы плотность тока в местах пайки была не больше 0,2—0,25 а/мм^2. Здесь весьма важное значение имеет хорошее охлаждение этих мест. У крупных машин рекомендуется паять серебряным припоем.

У машин для больших токов часто имеет место значительная неравномерная нагрузка якоря, вызываемая весьма неравномерным падением напряжения между щетками и коллектором. Эти явления зависят в особенности от качества щеток. Во время хода машины на контактной поверхности щеток образуется особый переходный слой с относительно высоким сопротивлением. Если в определенной части отлупится часть этого слоя, то сопротивление оголенного места будет значительно ниже сопротивления окружающей его части контактной поверхности. В результате ток сосредотачивается в этом месте. Это явление еще более усиливается в результате отрицательного температурного коэффициента сопротивления графита в щетках, что в конечном счете приводит к тому, что по мере возрастания температуры увеличивается в рассматриваемом месте и плотность тока между щетками и коллектором. Это влияние бывает настолько значительным, что некоторые щетки комплекта сильно накаляются, в то время как остальные остаются холодными. Такое влияние может быть устранено правильным подбором щеток и надлежащим выполнением коллектора. Хорошо оправдывает себя продорожка слюды между пластинами. Если такая мера окажется недостаточной, то на коллекторе нарезают винтообразный паз с шагом примерно 12—15 мм, широной в 2—3 мм, глубиной примерно в 3 мм. Этот паз вызывает короткий обрыв тока в раскаленных переходных местах и смещение тока на смежные части контактной поверхности. Таким образом это неблагоприятное явление можно значительно ограничить.

23. КРИВАЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ МЕЖДУ ПЛАСТИНАМИ

При построении потенциальных многоугольников и звезд векторов рассматривалась основная гармоника магнитного поля, синусоидально распределенного по окружности якоря. Поэтому и напряжения, индуктированные этим полем в активных сторонах, имеют также синусоидальный характер. Векторные лучи означают амплитуды напряжений отдельных активных сторон; максимальные же напряжения секций даются как геометрические суммы соответствующих лучей. Хотя подлинная кривая магнитного поля у машин

постоянного тока не является синусоидой, тем не менее можно приближенно предполагать, что полученная указанным образом кривая напряжения в проводниках, уложенных в пазах, будет довольно точно соответствовать подлинной кривой магнитного поля. Поэтому, если нам известна основная гармоника магнитного поля, то мы можем рассматривать распределение секционных напряжений и определять напряжения между смежными пластинами. В случае



б

Рис. 23-1. Последовательная неперекрещивающаяся обмотка с укороченным шагом; $p = 2$, $a = 1$, $N_a = 21$, $u = 1$, $N_c = K = 21$, $y_k = 10$, $Q = 5{,}25$, $y_{a_1} = y_1 = 5$, $y_2 = 5$, $P = 21$, $\alpha = 2\alpha'$.

полного шага обмотки, распределение секционных напряжений будет дано кривой напряжения соответствующих активных сторон. Максимальное значение напряжений секций в таком случае равно алгебраической сумме максимальных напряжений активных сторон. В случае шага, укороченного или удлиненного на угол γ, векторы напряжений активных сторон секций будут сдвинуты друг относительно друга на тот же угол. Секционные напряжения в случае

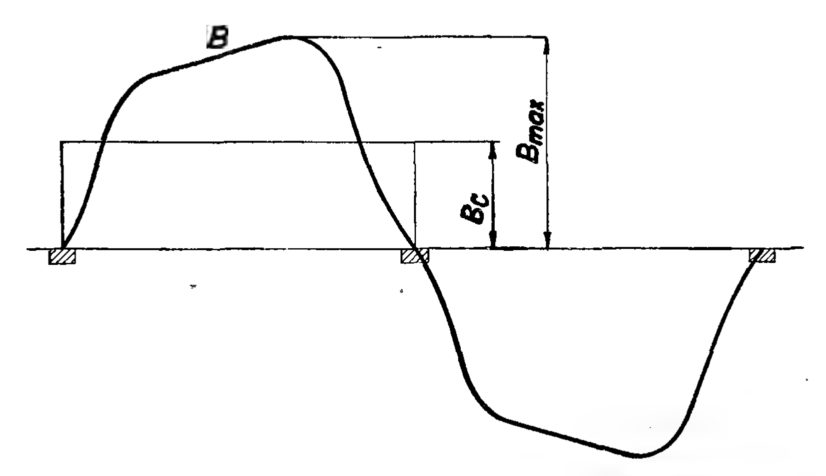


Рис. 23-2. Кривая магнитного поля нагруженной машины.

синусоидального распределения магнитного поля получаются путем геометрического сложения напряжений соответствующих активных сторон секции. Более сложные соотношения получаются в случае несинусоидального распределения магнитного поля.

В качестве примера рассмотрим последовательную неперекрещивающуюся обмотку со следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 1, \quad u = 1, \quad N_d = 21, \quad N_c = K = 21, \quad Q = 5{,}25,$$

$$y_{d_1} = y_1 = 5, \quad y_k = 10, \quad y_2 = 5, \quad P = 21, \quad \alpha = 2\alpha'.$$

Вспомогательная схема вместе с потенциальной диаграммой и звездой векторов этой обмотки показаны на рис. 23-1. Кривая магнитного поля при нагрузке в результате реакции якоря будет искажаться и принимать вид, представленный кривой B, показанной на рис. 23-2. Эта кривая в определенном масштабе представляет также кривую напряжения, индуктированного в отдельных активных сторонах секций. Максимальное значение этого напряжения теоретически соответствует длине луча звезды векторов и практически — максимальной ординате кривой B (рис. 23-2). В результате укорачивания шага на угол $\alpha'/2$, подлинная кривая секционного напряжения будет получаться путем сложения ординат двух подобных кривых напряжений сторон секций, имеющих вид согласно рис. 23-2, и сдвинутых друг относительно друга на угол $\alpha'/2$.

Определим, например, кривую напряжения между пластинами *1* и *2*. Из потенциального многоугольника видно, что напряжение между этими пластинами соответствует напряжению двух секций (2-7) и (12-17). Исследуем сначала кривую напряжения секции (2-7) таким образом, что на рис. 23-3 нарисуем две

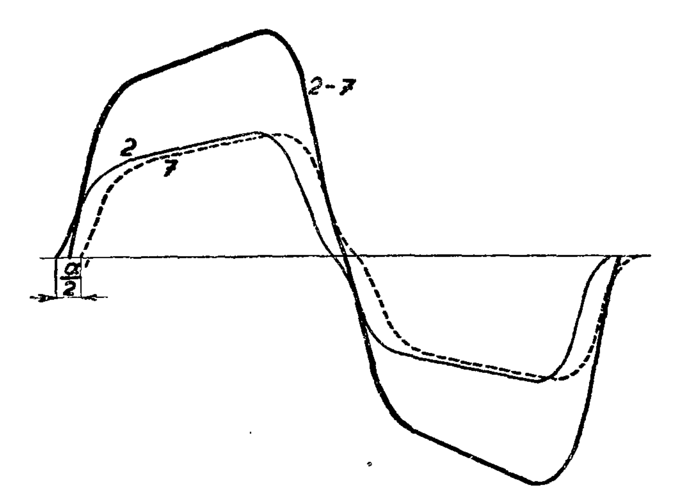


Рис. 23-3. Кривые секционных напряжений.

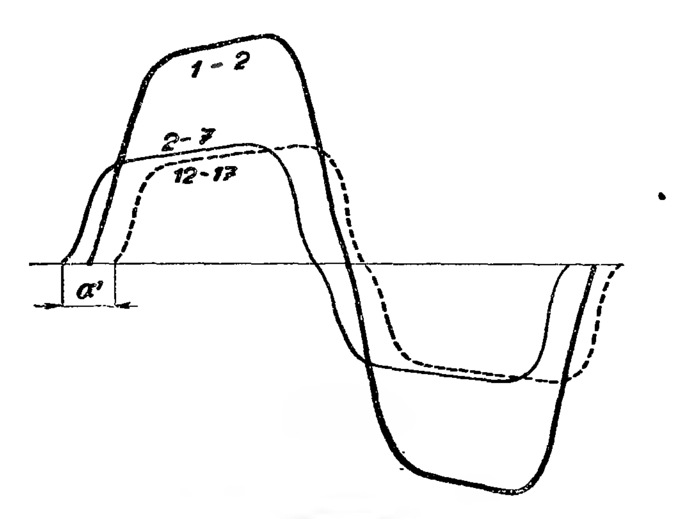


Рис. 23-4. Кривая напряжения между пластинами.

кривые *2* и *7*, сдвинутые по фазе на угол $\alpha'/2$, изображающие кривые напряжений в соответствующих активных сторонах. Путем сложения их ординат получим напряжение секции (2-7). Аналогично определим кривую напряжения секции (12-17). Из звезды векторов на рис. 23-1 видно, что угол между векторами секционных напряжений равен α'. Чтобы получить подлинную кривую

напряжения между пластинами *1* и *2*, нужно вычертить (рис. 23-4) две кривые, изображающие секционные напряжения (2-7) и (12-17), и сдвинутые друг относительно друга на угол α'. Тогда сумма их ординат будет характеризовать подлинное напряжение между пластинами *1* и *2*.

24. ПРАВИЛА ВЫБОРА ТИПОВ ОБМОТОК МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

При выборе пригодной обмотки для машины постоянного тока заданной мощности, напряжения и скорости вращения, сначала определяют по некоторому из известных методов основные размеры машины, т. е. диаметр и длину якоря. Затем необходимо выбрать подходящее число полюсов и параллельных ветвей и определить число проводников, пластин и пазов. Покажем, какими правилами следует руководствоваться при выборе и расчете этих величин.

а) ЧИСЛО ПОЛЮСОВ

Число полюсов $2p$ зависит от размеров машины и от ее скорости вращения. В общем можно сказать, что чем больше число полюсов, тем меньше вес активного железа и меди, но тем более дорогим является производство такой машины. В качестве правила для выбора числа полюсов может служить следующая эмпирическая формула:

$$2p = \frac{P}{50 \div 80} + 3, \tag{24-1}$$

где P означает мощность в квт.

Таблица 24-1
Число полюсов

	Мощность квт	Число оборотов в минуту	Число полюсов
Средние и высокие обороты	меньше 2	более 1300	2
	2— 100	меньше 1300	4
	50— 300	меньше 1000	4 или 6
	200— 600	меньше 600	6—10
	600—1000	меньше 500	8—12
Низкие обороты	35— 150	225—300	6
	200— 250	135—225	8
	250— 500	100—150	10

В таблице 24-1 приведено число полюсов для разных значений мощности и для различных скоростей вращения. Другим исходным моментом для выбора числа полюсов может быть полюсное деление. Двухполюсные машины выполняются обычно с полюсным делением, меньшим $\tau_p = 24$ см, четырехполюсные — с делением, меньшим $\tau_p = 35-40$ см, шестиполюсные — с $\tau_p = 40-45$ см и более. У более крупных машин величина τ_p колеблется в пределах 45—55 см.

У машин для низкого напряжения и больших токов число полюсов связано с величиной тока, который можно снимать при помощи одного комплекта щеток, т. е. с током примерно

$$\frac{I}{p} = 1000 \div 1200\ \text{А}. \tag{24-2}$$

б) ЧИСЛО ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЕТВЕЙ

После определения числа полюсов следует решить вопрос числа параллельных ветвей $2a$ якоря. Для небольших машин наиболее выгодной является последовательная волновая обмотка, которая в конструктивном отношении является наиболее простой. Такую обмотку выгодно применять и для тихоходных машин повышенного напряжения. Для крупных машин с большим числом полюсов, для которых последовательная обмотка является неудовлетворительной из-за значительных сечений проводников и больших значений межпластинного напряжения, предпочитают применять простую параллельную обмотку ($a = p$), лучше всего петлевую. У таких обмоток выполняют уравнительные соединения, или же применяют уравнительные обмотки. Параллельные волновые обмотки применяются особенно в специальных, например, в уравнительных обмотках. Иногда для больших машин оказывается целесообразным применять параллельно-последовательную обмотку ($I < a < p$), причем необходимо выполнять уравнительные соединения и избегать вырождения обмотки в простые последовательные обмотки.

Для машин с большим током или для быстроходных машин (например для генераторов для электролиза или для турбогенераторов постоянного тока) целесообразно применять многократные множественные параллельные обмотки ($a > p$), снабженные уравнительными соединениями, или обмотки, выполненные в виде уравнительных обмоток. При этом недопустимо, чтобы обмотка вырождалась в простую параллельную обмотку.

в) ЧИСЛО ПРОВОДНИКОВ

Число проводников якоря следует из формулы

$$'N = \frac{Ea\,.\,60\,.\,10^8}{p\Phi n} = 2a'N_a, \tag{24-3}$$

где E — внутренняя электродвижущая сила,
Φ — магнитный поток одного полюса,
n — число оборотов в минуту,
N_a — число проводников, последовательно соединенных в одной параллельной ветви.

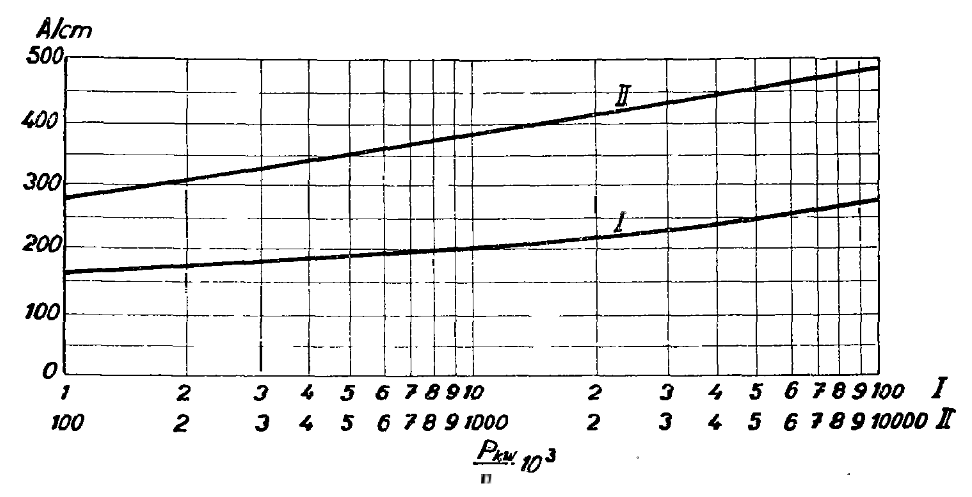


Рис. 24-1. Линейная нагрузка якоря машин постоянного тока.

У генераторов внутренняя электродвижущая сила E превышает напряжение на клеммах машины, у двигателя она меньше этого напряжения на падение напряжения в обмотке якоря, в добавочных полюсах, в последовательной обмотке возбуждения, в компенсационной обмотке, а также и на падение напряжения на щетках.

У генераторов внутренняя электродвижущая сила примерно равна

$$E = (1{,}03 \div 1{,}15)\,U \quad [\text{в}], \tag{24-4}$$

а у двигателя

$$E = \frac{U}{1{,}03 \div 1{,}15} \quad [\text{в}], \tag{24-5}$$

где U — напряжение на клеммах; причем бо́льшая величина коэффициента относится к небольшим машинам, и наоборот. Это падение напряжения можно определить по потерям в обмотке при помощи приближенной формулы[20]

$$\Delta E = \frac{350}{I_a}\left(\frac{1000P}{n}\right)^{0{,}55} + \Delta e \quad [\text{в}], \tag{24-6}$$

где Δe означает переходное падение напряжения на щетках обеих полярностей, которое примерно равно

$$\Delta e = 1{,}8 \div 3 \quad [\text{в}].$$

P — мощность машины в квт, I_a — ток одной ветви якоря и n — число оборотов в минуту. У крупных машин мы принимаем число витков на одну пластину $n_c = 1$, у средних — 2 и более, а у малых машин, где применяется последовательная обмотка, число витков на одну пластину подбираем так, чтобы получить допустимое напряжение между пластинами. Проводники прямоугольного сечения укладываются в нескольких слоях. Используя число проводников и ток в этих проводниках, можно проверить линейную нагрузку якоря A. Обычно применяемые значения приведены в диаграмме на рис. 24-1, как функции $P_{\text{КВТ}}/n$.

г) ЧИСЛО ПЛАСТИН

Число пластин зависит от напряжения машины и от типа обмотки. Среднее межпластинное напряжение равно

$$e_{l_s} = \frac{2pE}{K} \quad [\text{в}], \tag{24-7}$$

где p — число пар полюсов, E — внутренняя электродвижущая сила и K — — общее число пластин. Максимальное межпластинное напряжение для машины с компенсационной обмоткой равно

$$e_{l_m} = \frac{2pE}{\beta' K} = \frac{1}{\beta'} e_{l_s} \quad [\text{в}], \tag{24-8}$$

причем фактор формы магнитного поля $\beta' = 0{,}65 - 0{,}7$. У машин без компенсационной обмотки магнитное поле искажается в результате реакции якоря и максимальное насыщение в воздушном зазоре нагруженной машины превышает максимальное насыщение на холостом ходу примерно на 30%. Поэтому максимальное напряжение между смежными пластинами у машин без компенсационной обмотки равняется

$$e_{l_m} = \frac{2pE}{\beta' K} \,.\, 1{,}3 = \frac{1{,}3}{\beta'} e_{l_s} \quad [\text{в}]. \tag{24-9}$$

Допустимое максимальное напряжение примерно равно $e_{l_m} \leqq 30$ в.
Отсюда следует, что среднее межпластинное напряжение не должно превышать следующие значения:
у машин с компенсационной обмоткой

$$e_{l_s} = \beta' e_{l_m} = 0{,}65 \,.\, 30 = 20 \text{ в},$$

у машин с добавочными полюсами без компенсационной обмотки

$$e_{l_s} = \frac{\beta'}{1{,}3} e_{l_m} = \frac{0{,}65}{1{,}3} \,.\, 30 = 15 \text{ в}.$$

Эти значения ограничивают число пластин снизу. Верхнее ограничение числа пластин дано минимальным делением по коллектору. Минимальная толщина пластин примерно равна 3—4 мм, и если учесть и изоляцию между пластинами, составляющую примерно 0,6 мм, то коллекторное деление 4 мм можно считать выполнимым.

Диаметр коллектора равняется примерно $d_k = (0{,}6 \div 0{,}8)\, d$, где d — диаметр якоря, и зависит также от окружной скорости, которая у пластин с „ласточкиным хвостом“ равна примерно $v_k \leqq 30 \div 45$ м/сек, а у коллекторов со стяжными кольцами $v_k \leqq 50 \div 60$ м/сек.

У тяговых машин, у крановых машин и под., диаметры коллектора и якоря выполняют примерно равными, так как в противном случае при значительных изменениях вращающего момента может произойти поломка коллекторных соединений.

д) ЧИСЛО ПАЗОВ

Для хорошей коммутации число пазов должно быть по возможности более высоким. Между краями соседних полюсов в зоне коммутации должны быть по крайней мере три паза:

$$(1 - \beta)\frac{N_d}{2p} \geqq 3\,.$$

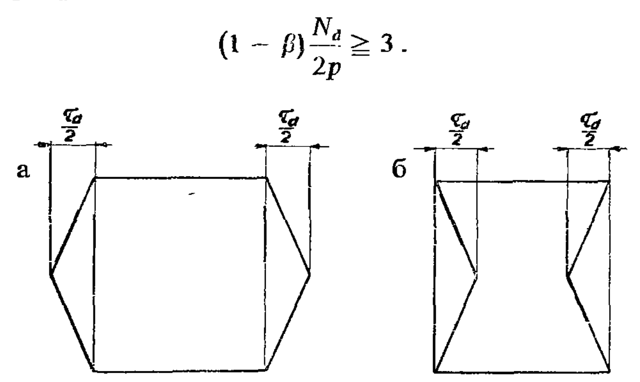


Рис. 24-2. Полюсные башмаки со скошенными краями.

Отсюда для относительной ширины полюса $\beta = 0{,}65$ можно получить минимальное число пазов на полюс:

$$Q = \frac{N_d}{2p} \geqq \frac{3}{1 - 0{,}65} \geqq 8{,}6 \doteq 9 \quad \text{пазов на полюс}\,.$$

Гильберт[5] приводит для числа пазов на полюс следующие значения:

малые машины .... $Q = 7 \div 8$ пазов,
средние машины.................. $Q = 10$ пазов,
крупные машины .... $Q = 12 \div 25$ пазов.

Чем больше число пазов, тем меньше проводников находится в пазу и тем спокойнее будет ход машины. Шум машины можно также уменьшить путем применения либо полюсных башмаков со срезанными краями[6] (рис. 24-2), либо полузакрытых пазов у небольших машин.

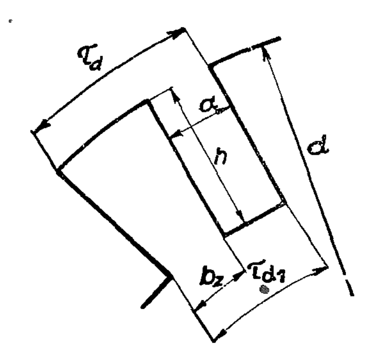


Рис. 24-3. Пазовые деления.

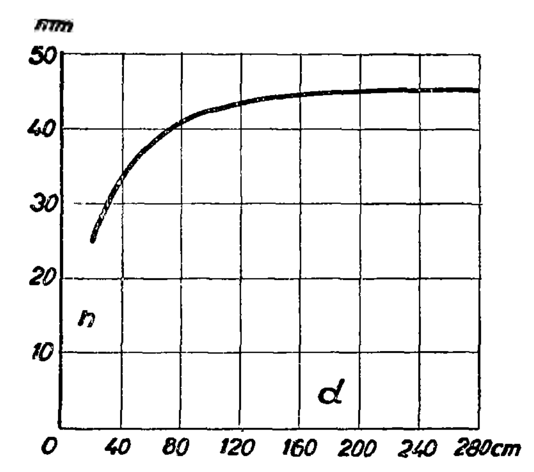


Рис. 24-4. Глубина паза нормальных машин постоянного тока в зависимости от диаметра якоря.

Число пластин на один паз зависит от размера машины и от напряжения, и колеблется в пределах $u = 1 \div 6$. Учитывая нагрев, общие амперпроводники паза принимают в пределах не более 1000—1500, что при линейной нагрузке примерно 400 а/см соответствует максимальному пазовому делению примерно $\tau_d = 4$ см. У средних машин встречаются более мелкие пазовые деления, в пределах $\tau_d = 2{,}5 \div 3{,}5$ см, и у малых машин — в пределах $\tau_d = 1{,}5 \div 3{,}0$ см.

На испытательном стенде[20] исследовалась коммутация у некоторых обмоток. Результаты показали, что выгодными являются обмотки, удовлетворяющие следующим условиям:

$$1.\ u = 1\,, \quad \tau_k = \frac{K}{2p} = \frac{uN_d}{2p} = uQ = c\,, \quad y_1 = \tau_k - 1\,, \quad \beta_k = \frac{b_k}{b_l} = 2{,}5\,,$$

где $u =$ — число пластин на паз, τ_k — полюсное деление, выраженное числом пластин, y_1 — шаг обмотки, выраженный числом пластин, β_k — число пластин, перекрываемых щетками, b_k — ширина щетки, b_l — ширина пластин и c — целое число. Обмотка получается равносекционной с шагом, укороченным на одну пластину.

2. $u = 1$, $\tau_k = c + 0{,}5$, $y_1 = c$, $\beta_k = 2{,}5$.

Общее число пазов равно $N_d = 2p\tau_k = p(2c + 1)$. Обмотка получается равносекционной с шагом, укороченным на половину пазового деления.

3. $u = 2,\ \tau_k = c,\ y_1 = \tau_k = c,\ \beta_k = 2{,}5$, или β_k = целое число.

Общее число пазов удовлетворяет уравнению $N_d = pc$. Обмотка получается равносекционной, с полным шагом.

4. $u = 2,\ \tau_k = c,\ y_1 = \tau_k - 1,\ \beta_k = 2{,}5$.

Эта обмотка является особенно выгодной с точки зрения коммутации. Общее число пазов $N_d = pc$. Обмотка получается равносекционной с шагом, укороченным на одну пластину.

5. $u = 3,\ \tau_k = c + 0{,}5,\ y_1 = c,\ \beta_k = 2{,}5$.

Общее число пазов равно $N_d = p/3(2c + 1)$. Обмотка получается ступенчатой с шагом, укороченным на половину пластины. Она выполнима для $p = 3, 6, 9, \ldots$ или для $c = 3c' - 2$, где c' — любое целое число.

6. $u = 3,\ \tau_k = c,\ y_1 = c - 1,\ \beta_k$ = любое число.

Обмотка получается ступенчатой с шагом, укороченным на одну пластину; она особенно пригодна с точки зрения коммутации. Общее число пазов $N_d = \frac{2}{3}pc$. Обмотка выполнима для p или c равных 3, 6, 9, ...

7. $u = 4,\ \tau_k = c + 0{,}5,\ y_1 = \tau_k$.

Обмотка получается ступенчатой с полным шагом. Общее число пазов $N_d = p/4(2c + 1)$, т. е. обмотка выполнима для $p = 4, 8, 12 \ldots$.

8. $u = 4,\ \tau_k = c + 0{,}5,\ y_1 = c$.

Обмотка получается равносекционной с шагом, укороченным на одну половину пластины. Общее число пазов $N_d = p/4(2c + 1)$. Обмотка выполнима для $p = 4, 8, 12, \ldots$.

Данные для параллельных обмоток при $u = 1$ и $u = 3$, удовлетворяющих указанным условиям, приведены для любого числа полюсов в таблицах 24-2 и 24-3.

Таким образом были установлены правила для выбора числа пазов. Подобрав число пазов, следует проверить, не превышает ли максимальное насыщение в зубцах допустимое значение $B_z = 20\,000-26\,000$ гс в зависимости от типа машины. Обозначая кажущееся насыщение зубцов через $B_{\breve{z}}$, минимальную ширину зубца мы можем записать в виде

$$b_z = \frac{l_i \tau_d B_v}{l_{\breve{z}} k_{\breve{z}} B'_z}, \tag{24-10}$$

где l_i — идеальная длина якоря в см,

$l_{\breve{z}}$ — длина стали якоря, включая изоляцию листов стали,

τ_d — пазовое деление на окружности якоря,

$k_{\breve{z}}$ — коэффициент заполнения стали (для бумажной изоляции $k_{\breve{z}} = 0{,}9$, для лака $k_{\breve{z}} = 0{,}95$),

B_v — насыщение в воздушном зазоре в гауссах.

Таблица 24-2

Параллельная обмотка: $u = 1$, число пластин, перекрываемых щетками $\beta_k = 2{,}5$

$N_d = K$	Петлевая обмотка $y_k = \pm 1$ / Волновая обмотка: непе-рекр.	Петлевая обмотка $y_k = \pm 1$ / Волновая обмотка: перекр.	y_p	Q	$y_{d_1} = y_1$	Петлевая обмотка y_2: непе-рекр.	Петлевая обмотка y_2: перекр.	Волновая обмотка y_2: непе-рекр.	Волновая обмотка y_2: перекр.	P $\alpha = \alpha'$
20p	19	21	20	10	9	−8	−10	10	12	20
21	20	22	21	10,5	10	−9	−11	10	12	21
22	21	23	22	11	10	−9	−11	11	13	22
23	22	24	23	11,5	11	−10	−12	11	13	23
24	23	25	24	12	11	−10	−12	12	14	24
25p	24	26	25	12,5	12	−11	−13	12	14	25
26	25	27	26	13	12	−11	−13	13	15	26
27	26	28	27	13,5	13	−12	−14	13	15	27
28	27	29	28	14	13	−12	−14	14	16	28
29	28	30	29	14,5	14	−13	−15	14	16	29
30p	29	31	30	15	14	−13	−15	15	17	30
31	30	32	31	15,5	15	−14	−16	15	17	31
32	31	33	32	16	15	−14	−16	16	18	32
33	32	34	33	16,5	16	−15	−17	16	18	33
34	33	35	34	17	16	−15	−17	17	19	34
35p	34	36	35	17,5	17	−16	−18	17	19	35
36	35	37	36	18	17	−16	−18	18	20	36
37	36	38	37	18,5	18	−17	−19	18	20	37
38	37	39	38	19	18	−17	−19	19	21	38
39	38	40	39	19,5	19	−18	−20	19	21	39
40p	39	41	40	20	19	−18	−20	20	22	40
41	40	42	41	20,5	20	−19	−21	20	22	41
42	41	43	42	21	20	−19	−21	21	23	42
43	42	44	43	21,5	21	−20	−22	21	23	43
44	43	45	44	22	21	−20	−22	22	24	44
45p	44	46	45	22,5	22	−21	−23	22	24	45
46	45	47	46	23	22	−21	−23	23	25	46
47	46	48	47	23,5	23	−22	−24	23	25	47
48	47	49	48	24	23	−22	−24	24	26	48
49	48	50	49	24,5	24	−23	−25	24	26	49
50p	49	51	50	25	24	−23	−25	25	27	50
51	50	52	51	25,5	25	−24	−26	25	27	51
52	51	53	52	26	25	−24	−26	26	28	52
53	52	54	53	26,5	26	−25	−27	26	28	53
54	53	55	54	27	26	−25	−27	27	29	54
55p	54	56	55	27,5	27	−26	−28	27	29	55
56	55	57	56	28	27	−26	−28	28	30	56
57	56	58	57	28,5	28	−27	−29	28	30	57
58	57	59	58	29	28	−27	−29	29	31	58
59	58	60	59	29,5	29	−28	−30	29	31	59

Таблица 24-3

Параллельная обмотка: $u = 3$. Для $y_{d1} = c + \frac{1}{3}$ равно $\beta_k = 2{,}5$, для $y_{d1} = c + \frac{2}{3}$ равно β_k = любое число

N_d	K	Петлевая обмотка $y_k = \pm 1$ / Волновая обмтока		y_p	Q	y_{d_1}	y_1	Петлевая обмотка y_2		Волновая обмотка y_2		P $\alpha = \alpha'$
		непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
7*p*	21*p*	20	22	21	3,5	$3\frac{1}{3}$	10	−9	−11	10	12	7
8	24	23	25	24	4	$3\frac{2}{3}$	11	−10	−12	12	14	8
9	27	26	28	27	4,5	$4\frac{1}{3}$	13	−12	−14	13	15	9
10	30	29	31	30	5	$4\frac{2}{3}$	14	−13	−15	15	17	10
11	33	32	34	33	5,5	$5\frac{1}{3}$	16	−15	−17	16	18	11
12*p*	36*p*	35	37	36	6	$5\frac{2}{3}$	17	−16	−18	18	20	12
13	39	38	40	39	6,5	$6\frac{1}{3}$	19	−18	−20	19	21	13
14	42	41	43	42	7	$6\frac{2}{3}$	20	−19	−21	21	23	14
15	45	44	46	45	7,5	$7\frac{1}{3}$	22	−21	−23	22	24	15
16	48	47	49	48	8	$7\frac{2}{3}$	23	−22	−24	24	26	16
17*p*	51*p*	50	52	51	8,5	$8\frac{1}{3}$	25	−24	−26	25	27	17
18	54	53	55	54	9	$8\frac{2}{3}$	26	−25	−27	27	29	18
19	57	56	58	57	9,5	$9\frac{1}{3}$	28	−27	−29	28	30	19
20	60	59	61	60	10	$9\frac{2}{3}$	29	−28	−30	30	32	20
21	63	62	64	63	10,5	$10\frac{1}{3}$	31	−30	−32	31	33	21
22*p*	66*p*	65	67	66	11	$10\frac{2}{3}$	32	−31	−33	33	35	22
23	69	68	70	69	11,5	$11\frac{1}{3}$	34	−33	−35	34	36	23
24	72	71	73	72	12	$11\frac{2}{3}$	35	−34	−36	36	38	24
25	75	74	76	75	12,5	$12\frac{1}{3}$	37	−36	−38	37	39	25
26	78	77	79	78	13	$12\frac{2}{3}$	38	−37	−39	39	41	26
27*p*	81*p*	80	82	81	13,5	$13\frac{1}{3}$	40	−39	−41	40	42	27
28	84	83	85	84	14	$13\frac{2}{3}$	41	−40	−42	42	44	28
29	87	86	88	87	14,5	$14\frac{1}{3}$	43	−42	−44	43	45	29
30	90	89	91	90	15	$14\frac{2}{3}$	44	−43	−45	45	47	30
31	93	92	94	93	15,5	$15\frac{1}{3}$	46	−45	−47	46	48	31
32*p*	96*p*	95	97	96	16	$15\frac{2}{3}$	47	−46	−48	48	50	32
33	99	98	100	99	16,5	$16\frac{1}{3}$	49	−48	−50	49	51	33
34	102	101	103	102	17	$16\frac{2}{3}$	50	−49	−51	51	53	34
35	105	104	106	105	17,5	$17\frac{1}{3}$	52	−51	−53	52	54	35
36	108	107	109	108	18	$17\frac{2}{3}$	53	−52	−54	54	56	36
37*p*	111*p*	110	112	111	18,5	$18\frac{1}{3}$	55	−54	−56	55	57	37
38	114	113	115	114	19	$18\frac{2}{3}$	56	−55	−57	57	59	38
39	117	116	118	117	19,5	$19\frac{1}{3}$	58	−57	−59	58	60	39
40	120	119	121	120	20	$19\frac{2}{3}$	59	−58	−60	60	62	40
41	123	122	124	123	20,5	$20\frac{1}{3}$	61	−60	−62	61	63	41
42*p*	126*p*	125	127	126	21	$20\frac{2}{3}$	62	−61	−63	63	65	42
43	129	128	130	129	21,5	$21\frac{1}{3}$	64	−63	−65	64	66	43
44	132	131	133	132	22	$21\frac{2}{3}$	65	−64	−66	66	68	44
45	135	134	136	135	22,5	$22\frac{1}{3}$	67	−66	−68	67	69	45
46	138	137	139	138	23	$22\frac{2}{3}$	68	−67	−69	69	71	46

Стороны потенциального многоугольника таких обмоток не равны и соответствуют попеременно напряжению одной секции (с укороченным шагом) и двум секциям (с полным шагом).

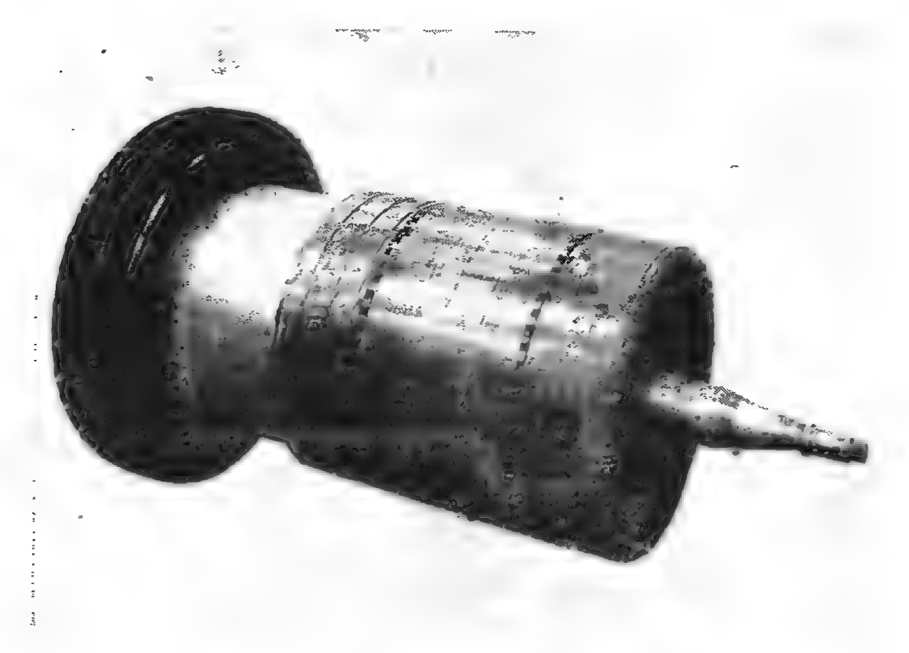


Рис. 24-5. Якорь тягового генератора для железнодорожного транспорта (ЧКД, н. п.).

Рис. 24-6. Якорь двигателя подъемника 1780 квт, 650 в, 47 об/мин (ЧКД, н. п.).

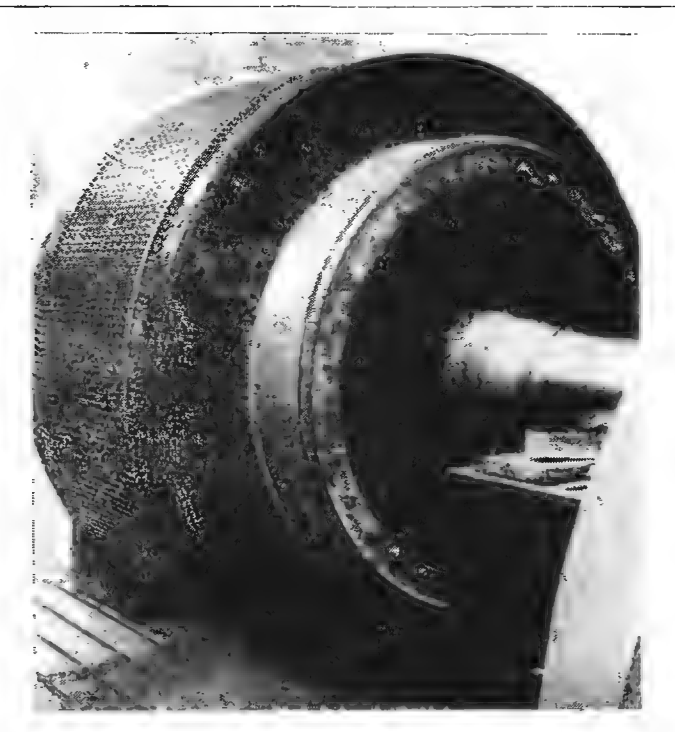


Рис. 24-7. Якорь двигателя подъемника 1100 квт, 650 в, 50 об/мин (ЧКД, н. п.).

Рис. 24-8. Якорь двигателя со сдвоенным коллектором 3600 квт, 300 в, 375 об/мин (З. В. И. Л., н. п.).

Минимальное пазовое деление согласно рис. 24-3 равно

$$\tau_{d_1} = \tau_d \frac{d - 2h}{d} = \tau_d \left(1 - \frac{2h}{d}\right),$$

откуда следует ширина паза

$$a = \tau_{d_1} - b_z.$$

После подстановки получим

$$a = \tau_d \left(1 - \frac{2h}{d} - \frac{l_i B_v}{l_z k_z B'_z}\right). \qquad (24\text{-}11)$$

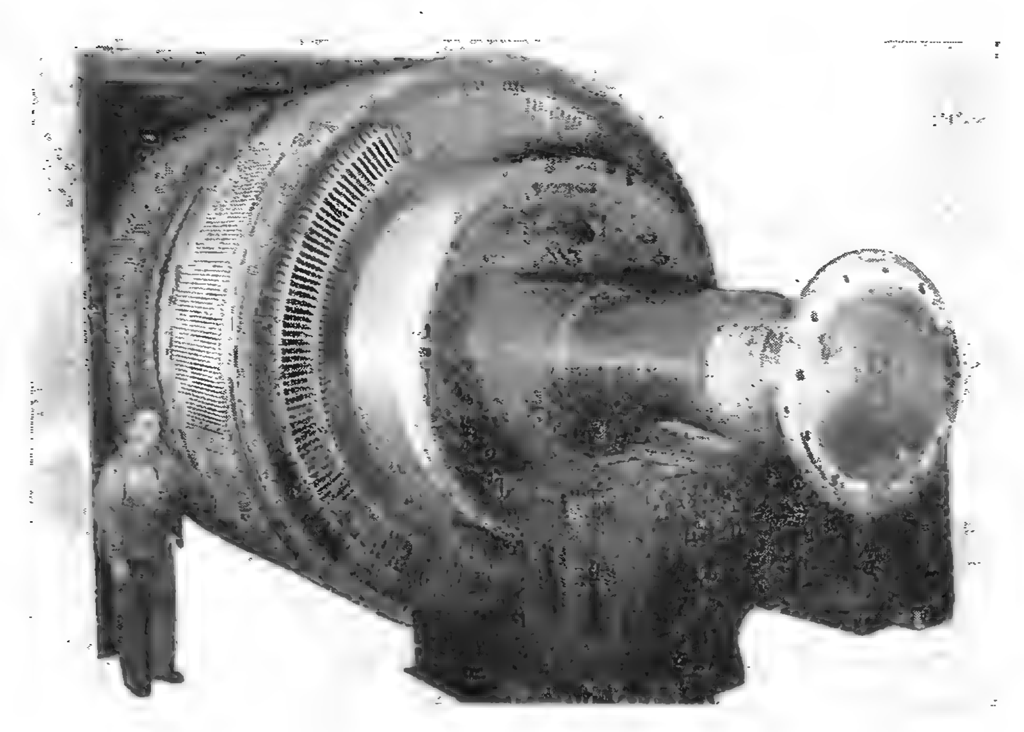


Рис. 24-9. Якорь сдвоенного двигателя 3000 квт, 1200 в, 80—160 об/мин (З. В. И. Л., н. п.).

Глубину паза h можно предварительно определить по диаграмме (рис. 24-4).

В заключение приводится несколько фотографий изготовленных якорей машин постоянного тока. Рис. 24-5 — фотография якоря генератора для дизель-электровоза. На рис. 24-6 изображен якорь крупного двигателя подъемника мощностью в 1780 квт, 650 в, со скоростью вращения 47 об/мин. Якорь подобной машины приведен также на рис. 24-7. На рис. 24-8 показан якорь крупной машины постоянного тока со сдвоенным коллектором, мощность машины 3600 квт, 300 в и 375 об/мин. Наконец, на рис. 24-9 представлен якорь сдвоенного двигателя постоянного тока мощностью 3000 квт, 1200 в и 80—160 об/мин.

ЛИТЕРАТУРА

1. Aleksejev A. J.: Konstrukce elektrických strojů, SNTL, Praha 1954.
2. Cigánek L.: Elektrické stroje, SNTL, Praha 1950.
3. Clayton A. E.: The Performance and Design of Direct Current Machines, Sir I. Pitman and Sons, Ltd., London 1949.
4. Greenwood L.: Design of Direct Current Machines, Mac Donald Co., London 1949.
5. Guilbert A.: Theorie, fonctionnement et calcul des machines électriques.
6. Hamata V.: Magnetický hluk stejnosměrných strojů, EO *1954*, str. 314.
7. Hapl J.: Systematika stejnosměrných vinutí, SNTL, Praha 1953.
8. Hapl J.: Stejnosměrná vinutí s vyrovnávacími spojkami druhého řádu, EO *1954*, č. 6.
9. Hapl J.: Vinutí stejnosměrných strojů se dvěma komutátory, EO *1954*, č. 1.
10. Hruška V.: Konstrukce omezenými prostředky a geometrické aproximace, JČMF, Praha 1950.
11. Kučera J.: O vlivu statorového vinutí na ztráty u turboalternátorů, EO *1928*, str. 193.
12. Kučera J.: Enroulement parallèles multiples à courant continu, RGE *1951*, č. 1.
13. Kuhlmann J. H.: Design of Electrical Apparatus, J. Wiley, New York 1950.
14. Liwschitz M.: Die elektrischen Maschinen III. B., Verlag Teubner, Leipzig u. Berlin 1934.
15. Novák K.: Vinutí induktů strojů dynamoelektrických 1, ČMT, Praha 1926.
16. Novák K.: Latour's Winding, EO *1936*, č. 10.
17. Novák K.: Vinutí induktů se schopností vyrovnávací, EO *1937*, č. 38.
18. Say M. G., Pink E. N.: The Performance and Design of Alternating Current Machines, Sir I. Pitman Sons, London 1946.
19. Sequenz H.: Die Wicklungen elektrischer Maschinen II. B., Springer-Verlag, Wien 1952.
20. Technický průvodce, Elektrotechnika II, D. Elektrické stroje I, SNTL, Praha 1953.
21. Trettin C.: Stromwendung und Dampfung bei Gleichstrommaschinen, Wissenschaft, Veroffent. aus d. Siemens Konzern, II, 1933, str. 56.

Глава II

Обмотки машин переменного тока

А. Основные понятия

1. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ ПРИ ПОМОЩИ РЯДОВ ФУРЬЕ

а) ОБЩИЕ ФОРМУЛЫ

В електротехнике переменных токов мы часто встречаемся с такими физическими величинами, как напряжение, ток, магнитный поток, и т. п., которые периодически изменяются в зависимости от времени или от положения, причем это периодическое изменение может и не быть чисто синусоидальным (рис. 1-1).

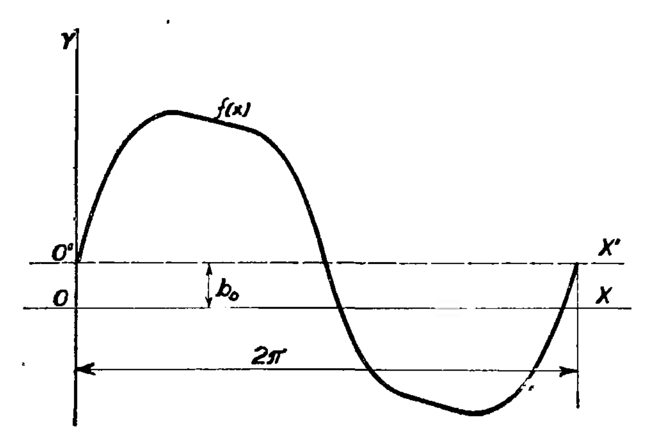


Рис. 1-1. Периодическая кривая.

Такие периодические несинусоидальные функции разлагаются в электротехнике согласно Фурье в ряд гармоник синусоидальных и косинусоидальных, аргументы которых x, $2x$, $3x$, ... νx и период – 2π. В общем случае периодическую функцию $f(x)$ можно выразить в виде

$$f(x) = a_1 \sin x + a_2 \sin 2x + a_3 \sin 3x + \ldots + a_\nu \sin \nu x +$$
$$+ b_0 + b_1 \cos x + b_2 \cos 2x + b_3 \cos 3x + \ldots + b_\nu \cos \nu x =$$
$$= \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu x + \sum_{\nu=0}^{\infty} b_\nu \cos \nu x , \quad (1\text{-}1)$$

где постоянный член b_0 равен среднему значению данной функции. Этот член может быть исключен путем смещения оси X в положение X' на расстояние b_0 от первоначальной оси.

Постоянные $a_1, a_2, a_3, \ldots a_\nu$ — амплитуды отдельных синусоидальных членов. Их можно определить путем умножения обеих частей уравнения (1-1) на выражение $\sin(\varepsilon x)\,dx$ и интегрирования в пределах от 0 до 2π. Здесь ε — целое положительное число. В правой части уравнения встречаются два типа интегралов:

1. $$\int_0^{2\pi} \sin(\nu x)\sin(\varepsilon x)\,dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\pi}[\cos(\nu-\varepsilon)x - \cos(\nu+\varepsilon)x]\,dx =$$
$$= \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\nu-\varepsilon}\sin(\nu-\varepsilon)x - \frac{1}{\nu+\varepsilon}\sin(\nu+\varepsilon)x\right]_0^{2\pi} = 0 ,$$

для $\varepsilon \neq \nu$, причем ε, ν — целые положительные числа. В случае $\varepsilon = \nu$ получается

$$\int_0^{2\pi} \sin^2(\nu x)\,dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\pi}(1-\cos 2\nu x)\,dx = \frac{1}{2}\left[x - \frac{1}{2\nu}\sin 2\nu x\right]_0^{2\pi} = \pi .$$

2. Наряду с этим встречаются интегралы вида

$$\int_0^{2\pi} \cos(\nu x)\sin(\varepsilon x)\,dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\pi}[\sin(\varepsilon+\nu)x + \sin(\varepsilon-\nu)x]\,dx =$$
$$= \frac{1}{2}\left[-\frac{1}{\varepsilon+\nu}\cos(\varepsilon+\nu)x - \frac{1}{\varepsilon-\nu}\cos(\varepsilon-\nu)x\right]_0^{2\pi} = 0 .$$

Поэтому лишь первый интеграл при $\varepsilon = \nu$ дает конечный результат. В левой части уравнения для $\varepsilon = \nu$ получается

$$\int_0^{2\pi} f(x)\sin(\varepsilon x)\,dx = \int_0^{2\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx ,$$

так что

$$\int_0^{2\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx = a_\nu \int_0^{2\pi} \sin^2(\nu x)\,dx = a_\nu \pi .$$

Отсюда следует амплитуда ν-ого, синусоидального члена

$$a_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx\,. \tag{1-2}$$

Аналогично исследуются амплитуды косинусоидальных членов b_1, b_2, b_3, ..., b_ν, а именно путем умножения обеих частей уравнения (1-1) на произведение $\cos(\varepsilon x)\,dx$ и интегрирования в пределах от 0 до 2π. В правой части уравнения (1-1) встречаются и здесь два типа интегралов:

1. Интеграл вида

$$\int_0^{2\pi}\cos(\nu x)\sin(\varepsilon x)\,dx = 0\,.$$

2. Аналогично, интеграл

$$\int_0^{2\pi}\cos(\nu x)\cos(\varepsilon x)\,dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\pi}[\cos(\nu+\varepsilon)x + \cos(\nu-\varepsilon)x]\,dx =$$

$$= \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\nu+\varepsilon}\sin(\nu+\varepsilon)x + \frac{1}{\nu-\varepsilon}\sin(\nu-\varepsilon)x\right]_0^{2\pi} = 0 \quad \text{для} \quad \varepsilon \neq \nu\,.$$

В случае $\varepsilon = \nu$ получаем

$$\int_0^{2\pi}\cos^2(\nu x)\,dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\pi}[1+\cos 2\nu x]\,dx = \frac{1}{2}\left[x + \frac{1}{2\nu}\sin 2\nu x\right]_0^{2\pi} = \pi\,.$$

Для $\varepsilon = \nu = 0$ получим соотношение

$$\int_0^{2\pi}dx = [x]_0^{2\pi} = 2\pi\,.$$

Тогда

$$\int_0^{2\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx = b_\nu\pi$$

и, следовательно, амплитуда ν-ого косинусоидального члена будет

$$b_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx\,. \tag{1-3}$$

Для $\varepsilon = \nu = 0$ мы имеем

$$\int_0^{2\pi} f(x)\,dx = 2\pi b_0$$

и величину постоянного члена

$$b_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\,dx\,. \tag{1-4}$$

Для разложения периодической функции в ряд получаются следующие амплитуды членов ряда Фурье:

$$a_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x) \sin(\nu x)\, dx ,$$

$$b_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x) \cos(\nu x)\, dx ,$$

$$b_0 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\, dx .$$

Если ход периодической кривой повторяется после интервала, превышающего период основной гармоники $2\pi(T > 2\pi)$, то кривая содержит субгармонические члены. Так например, если кривая содержит вторую субгармонику $(\nu = \frac{1}{2})$, то ее период превышает период основной гармоники в два раза, т. е. $T = 2 \,.\, 2\pi = 4\pi$. В общем случае, для $1/\mu$-той субгармоники будет $T = 2\mu\pi$. Форма кривой, содержащей μ-ую субгармонику и соответствующие ей дробные гармоники ν/μ-ого порядка определяется рядом Фурье

$$\begin{aligned} f(x) = {} & a_1 \sin x + a_2 \sin 2x + a_3 \sin 3x + \ldots + a_\nu \sin \nu x + \ldots + \\ & + b_0 + b_1 \cos x + b_2 \cos 2x + b_3 \cos 3x + \ldots + b_\nu \cos \nu x + \ldots + \\ & + c_{(1/\mu)} \sin \frac{x}{\mu} + c_{(2/\mu)} \sin \frac{2x}{\mu} + c_{(3/\mu)} \sin \frac{3x}{\mu} + \ldots + c_{(\nu/\mu)} \sin \frac{\nu x}{\mu} + \ldots + \\ & + d_{(1/\mu)} \cos \frac{x}{\mu} + d_{(2/\mu)} \cos \frac{2x}{\mu} + d_{(3/\mu)} \cos \frac{3x}{\mu} + \ldots + d_{(\nu/\mu)} \cos \frac{\nu x}{\mu} , \end{aligned} \tag{1-5}$$

где множители $c_{(\nu/\mu)}$ и $d_{(\nu/\mu)}$ представляют амплитуды (ν/μ)-ой дробной гармоники, причем ν и μ — целые числа. В частном случае, когда $\nu = k\mu$ и k — целые числа, соответствующая дробная гармоника переходит в гармонику порядка целого числа.

Амплитуды $c_{(\nu/\mu)}$ и $d_{(\nu/\mu)}$ субгармоник и дробных гармоник можно определить так же, как и в случае гармоник порядка целого числа. Для этой цели члены ряда (1-5) умножаются на фактор $\sin(\varepsilon x)\, dx$ и интегрируются в пределах от 0 до $2\mu\pi$. В правой части уравнения встречаются интегралы типа

1. $$\int_0^{2\mu\pi} \sin(\nu x) \sin(\varepsilon x)\, dx = 0$$

для $\nu \neq \varepsilon$. В случае, когда $\nu = \varepsilon$, будет

$$\int_0^{2\mu\pi} \sin^2(\nu x)\, dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\mu\pi} (1 - \cos 2\nu x)\, dx = \mu\pi . \tag{a}$$

2. $$\int_0^{2\mu\pi} \cos(\nu x) \sin(\varepsilon x)\, dx = 0 .$$

3. $$\int_0^{2\mu\pi} \sin\left(\frac{v}{\mu}x\right)\sin(\varepsilon x)\,dx = 0,$$

для $v/\mu \neq \varepsilon$. Для $v/\mu = \varepsilon$ получаем

$$\int_0^{2\mu\pi} \sin^2\left(\frac{v}{\mu}x\right)dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\mu\pi}\left(1 - \cos\frac{2v}{\mu}x\right)dx = \mu\pi. \tag{б}$$

4. $$\int_0^{2\mu\pi} \cos\left(\frac{v}{\mu}x\right)\sin(\varepsilon x)\,dx = 0.$$

Аналогично исследуются косинусоидальные члены путем умножения ряда (1-5) на фактор $\cos(\varepsilon x)\,dx$. После интегрирования в пределах от 0 до $2\mu\pi$ в правой части уравнения получаются следующие интегралы:

5. $$\int_0^{2\mu\pi} \sin(vx)\cos(\varepsilon x)\,dx = 0.$$

6. $$\int_0^{2\mu\pi} \cos(vx)\cos(\varepsilon x)\,dx = 0,$$

для $v \neq \varepsilon$; в то время как при $v = \varepsilon$ будет

$$\int_0^{2\mu\pi} \cos^2(vx)\,dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\mu\pi}[1 + \cos 2vx]\,dx = \mu\pi. \tag{в}$$

При $v = \varepsilon = 0$ имеем

7. $$\int_0^{2\mu\pi} dx = 2\mu\pi. \tag{г}$$

Для $v/\mu \neq \varepsilon$ получим:

8. $$\int_0^{2\mu\pi} \sin\left(\frac{v}{\mu}x\right)\cos(\varepsilon x)\,dx = 0,$$

9. $$\int_0^{2\mu\pi} \cos\left(\frac{v}{\mu}x\right)\cos(\varepsilon x)\,dx = 0.$$

Если $v/\mu = \varepsilon$, то имеем

$$\int_0^{2\mu\pi} \cos^2\left(\frac{v}{\mu}x\right)dx = \frac{1}{2}\int_0^{2\mu\pi}\left[1 + \cos\frac{2v}{\mu}x\right]dx = \mu\pi. \tag{д}$$

Исследуя одновременно левую и правую части уравнения (1-5), в случеа (а) получим

$$\int_0^{2\mu\pi} f(x)\sin(vx)\,dx = a_v\int_0^{2\mu\pi}\sin^2(vx)\,dx = a_v\mu\pi$$

и, следовательно,

$$a_\nu = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx\,. \tag{1-6}$$

Аналогично, в случае (в) получается

$$\int_0^{2\mu\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx = b_\nu \int_0^{2\mu\pi}\cos^2(\nu x)\,dx = b_\nu \mu\pi$$

и

$$b_\nu = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx\,. \tag{1-7}$$

Из интеграла (г) далее следует

$$\int_0^{2\mu\pi} f(x)\,dx = b_0\,.\,2\mu\pi$$

и

$$b_0 = \frac{1}{2\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\,dx\,. \tag{1-8}$$

Аналогично для субгармоники и дробной гармоники согласно интегралу (б) можно получить

$$\int_0^{2\mu\pi} f(x)\sin\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx = c_{(\nu/\mu)}\int_0^{2\mu\pi}\sin^2\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx = c_{(\nu/\mu)}\mu\pi\,,$$

откуда

$$c_{(\nu/\mu)} = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\sin\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx\,. \tag{1-9}$$

И наконец, из интеграла (д) получается

$$\int_0^{2\mu\pi} f(x)\cos\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx = d_{(\nu/\mu)}\int_0^{2\mu\pi}\cos^2\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx = d_{(\nu/\mu)}\mu\pi\,,$$

так что

$$d_{(\nu/\mu)} = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\cos\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx\,. \tag{1-10}$$

Суммируя полученные результаты, получим:

$$a_\nu = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx\,,\quad b_\nu = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx\,,$$

$$b_0 = \frac{1}{2\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\,dx\,,$$

$$c_{(\nu/\mu)} = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\sin\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx\,,\quad d_{(\nu/\mu)} = \frac{1}{\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} f(x)\cos\left(\frac{\nu}{\mu}x\right)dx\,.$$

С субгармоническими членами ряда Фурье мы встречаемся особенно при анализе магнитных напряжений многофазных обмоток. В случае симметрии периодической кривой по отношению к некоторой из координатных осей, некоторые из гармоник исчезают. Рассмотрим некоторые примеры.

α) Кривые, симметричные относительно оси X (рис. 1-2)

Такие кривые встречаются в электротехнике очень часто. В результате симметрии относительно оси X исчезает прежде всего постоянный член

$$b_0 = 0.$$

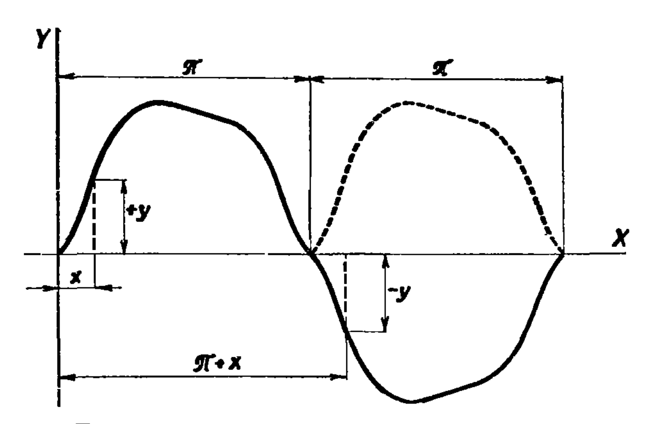


Рис. 1-2. Периодическая кривая, симметричная относительно оси X.

Для ординат точек кривой справедливо соотношение

$$y_{(\pi+x)} = -y_{(x)},$$

$$f(\pi + x) = -f(x). \qquad (1\text{-}11)$$

Разлагая обе части этого уравнения в ряд, мы получим

$$y = f(x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin(\nu x) + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos(\nu x) \qquad (1\text{-}12)$$

и, аналогично,

$$y_{(\pi+x)} = f(\pi + x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu(\pi + x) + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu(\pi + x). \qquad (1\text{-}13)$$

Преобразуем уравнение (1-13) следующим образом:

$$\sin \nu(\pi + x) = \sin(\nu\pi + \nu x) = (-1)^\nu \sin(\nu x),$$

$$\cos \nu(\pi + x) = \cos(\nu\pi + \nu x) = (-1)^\nu \cos(\nu x).$$

Подставляя эти формулы в уравнение (1-11), получим

$$\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu(-1)^\nu \sin(\nu x) + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu(-1)^\nu \cos(\nu x) = -\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin(\nu x) - \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos(\nu x).$$

Это уравнение справедливо только при условии

$$(-1)^\nu = -1,$$

что выполняется лишь при нечетном ν. Отсюда видно, что кривая, симметричная относительно оси X, содержит только нечетные гармонические члены. Коэффициенты ряда Фурье вычисляются по формулам

$$a_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx, \quad b_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx.$$

Так как согласно (1-11)

$$f(\pi + x)\sin \nu(\pi + x) = -f(x)(-\sin \nu x) = f(x)\sin \nu x,$$

$$f(\pi + x)\cos \nu(\pi + x) = f(x)\cos \nu x,$$

и так как величины этих произведений в обоих полупериодах равновелики, то можно осуществить интегрирование в пределах от 0 до π и результат умножить на два. Отсюда для кривой, симметричной относительно оси X, имеем

$$a_\nu = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx, \quad b_\nu = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx$$

и соответствующий ряд Фурье

$$f(x) = a_1 \sin x + a_3 \sin 3x + a_5 \sin 5x + \ldots +$$
$$+ b_1 \cos x + b_3 \cos 3x + b_5 \cos 5x + \ldots .$$

β) Кривые, симметричные относительно начала координат (рис. 1-3)

Для таких кривых справедливы соотношения

$$y_{(-x)} = -y_{(x)}, \tag{а}$$

$$y_{(2\pi-x)} = -y_{(x)}. \tag{б}$$

Этим уравнениям соответствуют ряды Фурье

$$y_{(-x)} = f(-x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu(-x) + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu(-x) = -\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu x + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu x$$

и

$$y_{(2\pi-x)} = f(2\pi - x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu(2\pi - x) + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu(2\pi - x),$$

где

$$\sin \nu(2\pi - x) = -\sin \nu x,$$
$$\cos \nu(2\pi - x) = \cos \nu x.$$

С учетом условий (а) и (б) получается

$$-\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu x + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu x = -\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu x - \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu x, \qquad (a')$$

$$-\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu x + \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu x = -\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu x - \sum_{\nu=1}^{\infty} b_\nu \cos \nu x. \qquad (б')$$

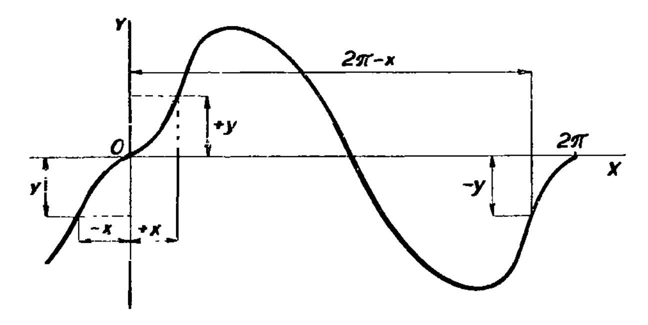


Рис. 1-3. Периодическая кривая, симметричная относительно начала координат.

Эти уравнения могут выполняться только при исчезновении косинусоидальных членов. Поэтому кривая, симметричная относительно начала координат, содержит только синусоидальные члены. Ряд Фурье, соответствующий этой кривой, имеет вид

$$f(x) = a_1 \sin x + a_2 \sin 2x + a_3 \sin 3x + \dots .$$

γ) Кривые, симметричные относительно оси X и начала координат (рис. 1-4)

Такие кривые встречаются в электротехнике очень часто. В результате симметрии относительно оси X эти кривые содержат только нечетные гармонические члены, а именно, только синусоидальные члены, так как кривая симметрична также и относительно начала координат. Для этих кривых справедливы условия

$$y_{(\pi-x)} = y_{(x)},$$
$$y_{(x)} = -y_{(-x)}, \qquad (a)$$

причем

$$y_{(x)} = f(x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu x,$$

$$y_{(\pi-x)} = f(\pi - x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu(\pi - x).$$

Для нечетных ν имеем соотношение

$$\sin \nu(\pi - x) = \sin(\nu\pi)\cos(\nu x) - \cos(\nu\pi)\sin(\nu x) = \sin(\nu x)$$

и, следовательно,

$$\sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin \nu(\pi - x) = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_\nu \sin(\nu x),$$

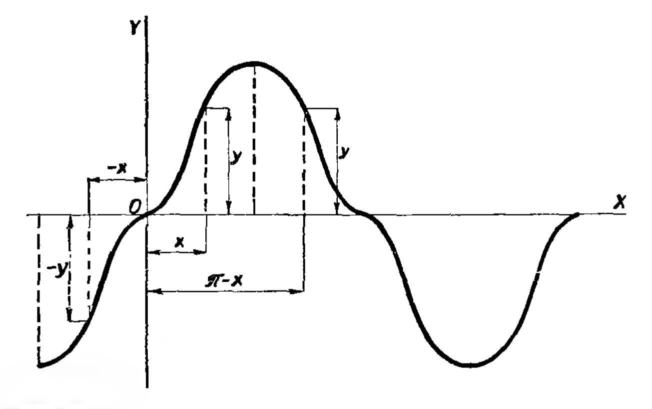


Рис. 1-4. Периодическая кривая, симметричная относительно оси X и начала координат.

так что уравнение (а) для нечетных ν выполняется. В этом случае для определения коэффициентов a_ν достаточно интегрировать в пределах от 0 до $\pi/2$, так как вторая половина кривой симметрична. Поэтому будет

$$a_\nu = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} f(x)\sin(\nu x)\,dx,$$

$$b_\nu = 0.$$

Ряд, характеризующий эту кривую, имеет следующий вид:

$$f(x) = a_1 \sin x + a_3 \sin 3x + a_5 \sin 5x + \ldots .$$

б) ПРИМЕРЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО АНАЛИЗА

α) Прямоугольное поле (рис. 1-5)

Такая кривая встречается, например, при анализе магнитного поля, образованного одним витком якоря электрической машины с полным шагом. Так как кривая симметрична относительно оси X и начала координат, то она содержит

только нечетные синусоидальные члены. Коэффициенты a_ν можно найти по формуле

$$a_\nu = \frac{2}{\pi}\int_0^\pi f(x)\sin(\nu x)\,dx \qquad (a)$$

или по формуле

$$a_\nu = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} f(x)\sin(\nu x)\,dx\,. \qquad (б)$$

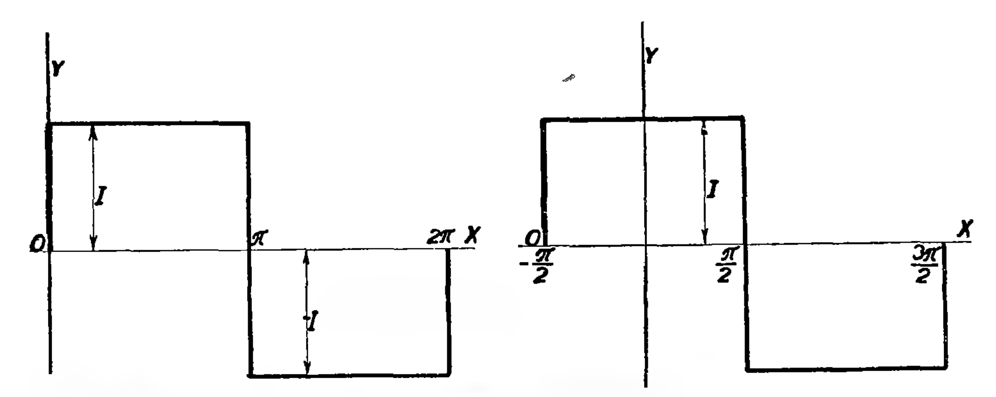


Рис. 1-5. Прямоугольное поле, симметричное относительно оси X и начала координат.

Рис. 1-6. Прямоугольное поле, симметричное относительно оси X и начала координат.

В формуле (а) можно положить $f(x) = I$, и получить

$$a_\nu = \frac{2}{\pi}\int_0^\pi I\sin(\nu x)\,dx = \frac{2}{\pi}\frac{I}{\nu}[-\cos \nu x]_0^\pi = \frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu},$$

где ν — нечетное число.

Применяя формулу (б), получим

$$a_\nu = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} I\sin(\nu x)\,dx = \frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}[-\cos \nu x]_0^{\pi/2} = \frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}.$$

Если ось Y проходит через центр прямоугольника (рис. 1-6), то синусоидальные члены равны нулю. В самом деле

$$a_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\sin(\nu x)\,dx\,,$$

где

$$f(x) = I \text{ в пределах от } x = -\tfrac{1}{2}\pi \text{ до } x = \frac{\pi}{2},$$

$$f(x) = -I \text{ в пределах от } x = \tfrac{1}{2}\pi \text{ до } x = \frac{3\pi}{2}.$$

Тогда получим

$$a_\nu = \frac{1}{\pi}\left[\frac{I}{\nu}\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\sin(\nu x)\,d(\nu x) - \frac{I}{\nu}\int_{\pi/2}^{3\pi/2}\sin(\nu x)\,d(\nu x)\right],$$

откуда после интегрирования и подстановки пределов

$$a_\nu = \frac{1}{\pi}\frac{I}{\nu}\left[(-\cos\nu x)_{-\pi/2}^{\pi/2} - (-\cos\nu x)_{\pi/2}^{3\pi/2}\right] = 0\,.$$

Остаются только косинусоидальные члены, для которых

$$b_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} f(x)\cos(\nu x)\,dx =$$

$$= \frac{1}{\pi}\frac{I}{\nu}\left[\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\cos(\nu x)\,d(\nu x) - \int_{\pi/2}^{3\pi/2}\cos(\nu x)\,d(\nu x)\right] =$$

$$= \frac{1}{\pi}\frac{I}{\nu}\left[(\sin\nu x)_{-\pi/2}^{\pi/2} - (\sin\nu x)_{\pi/2}^{3\pi/2}\right],$$

или

$$b_\nu = \frac{4I}{\pi\nu}\sin\left(\nu\frac{\pi}{2}\right).$$

Для четных ν это выражение исчезает. В случае нечетного ν, равного $\nu = 4n + 1$ будет $\sin\nu\frac{1}{2}\pi = 1$, и аналогично, для $\nu = 4n - 1$ будет $\sin\nu\frac{1}{2}\pi = -1$, причем n — целое число, и амплитуды отдельных гармоник имеют вид

$$b_\nu = \pm\frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}.$$

Кривая на рис. 1-6 характеризуется рядом

$$f(x) = \frac{4}{\pi}I\left[\cos x - \tfrac{1}{3}\cos 3x + \tfrac{1}{5}\cos 5x - \tfrac{1}{7}\cos 7x + \ldots\right].$$

β) Суженное прямоугольное поле

Кривая на рис. 1-7 представляет магнитное поле, созданное двумя противоположными витками с укороченным шагом. Кривая симметрична относительно оси X и начала координат, и поэтому содержит только нечетные синусоидальные члены. Коэффициенты a_ν определяются по формуле

$$a_\nu = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} f(x)\sin(\nu x)\,dx\,,$$

что после подстановки дает

$$a_\nu = \frac{4}{\pi} I \int_{(\pi-b)/2}^{\pi/2} \sin(\nu x)\,dx = \frac{4I}{\pi\nu}\cos\nu\left(\frac{\pi}{2}-\frac{b}{2}\right) = (-1)^{(\nu-1)/2}\frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}\sin\left(\frac{\nu b}{2}\right).$$

Для $\nu = 4n + 1$

$$a_\nu = \frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}\sin\nu\frac{b}{2}$$

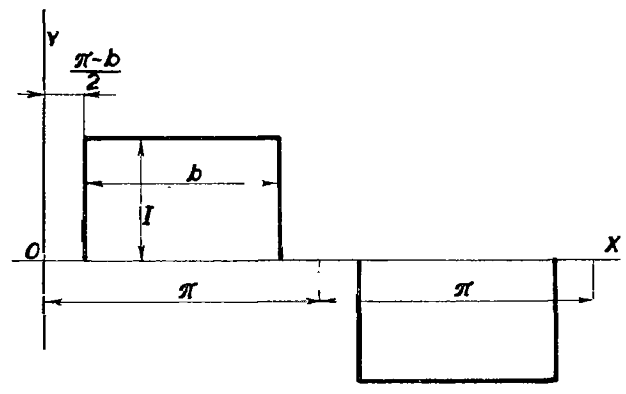


Рис. 1-7. Суженное прямоугольное поле, симметричное относительно оси X.

и для $\nu = 4n - 1$

$$a_\nu = -\frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}\sin\nu\frac{b}{2},$$

где n — целое число. Кривая на рис. 1-7 характеризуется следующим гармоническим рядом:

$$f(x) = \frac{4I}{\pi}\left[\sin\frac{b}{2}\sin x - \frac{1}{3}\sin\frac{3b}{2}\sin 3x + \frac{1}{5}\sin\frac{5b}{2}\sin 5x - \dots\right].$$

γ) Трапецеидальное поле (рис. 1-8)

Такое поле встречается у обмоток роторов турбоальтернаторов с цилиндрическим ротором. Кривая симметрична относительно оси X и начала 0. Интегрирование выполняется в пределах от 0 до $\pi/2$. В этом интервале кривая состоит из двух частей. Первая часть от нуля до α характеризуется уравнением

$$f(x) = \frac{I}{\alpha}x,$$

в то время как для второй части

$$f(x) = I.$$

Коэффициенты a_ν находятся по формуле

$$a_\nu = \frac{4}{\pi}\left[\int_0^\alpha \frac{I}{\alpha} x \sin(\nu x)\,dx + \int_\alpha^{\pi/2} I \sin(\nu x)\,dx\right].$$

У первого интеграла выполним интегрирование по частям

$$\int_0^\alpha x\sin(\nu x)\,dx = \left[-\frac{x}{\nu}\cos \nu x\right]_0^\alpha - \int_0^\alpha \left[-\frac{1}{\nu}\cos(\nu x)\right]dx,$$

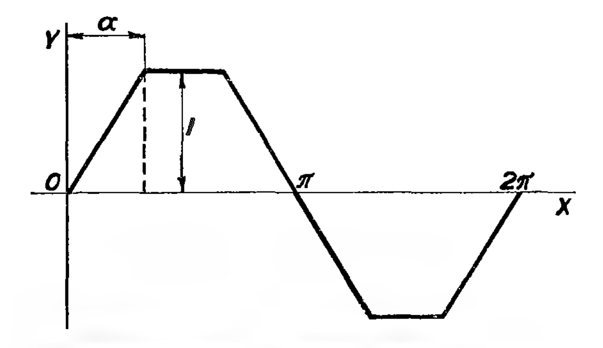


Рис. 1-8. Трапецеидальное поле, симметричное относительно оси X.

что дает

$$\frac{I}{\alpha}\int_0^\alpha x\sin(\nu x)\,dx = \frac{I}{\alpha}\left[-\frac{x}{\nu}\cos(\nu x) + \frac{1}{\nu^2}\sin(\nu x)\right]_0^\alpha =$$

$$= -\frac{I}{\nu}\cos(\nu\alpha) + \frac{I}{\alpha\nu^2}\sin(\nu\alpha).$$

Второй интеграл

$$I\int_\alpha^{\pi/2} \sin(\nu x)\,dx = -\frac{I}{\nu}\left[\cos(\nu x)\right]_\alpha^{\pi/2} = \frac{I}{\nu}\cos(\nu\alpha).$$

Подставляя в формулу для a_ν, получаем

$$a_\nu = \frac{4I}{\pi\nu}\left[-\cos(\nu\alpha) + \frac{1}{\alpha\nu}\sin(\nu\alpha) + \cos(\nu\alpha)\right]$$

и после преобразований

$$a_\nu = \frac{4}{\pi}\frac{I}{\alpha\nu^2}\sin(\nu\alpha).$$

Периодическое трапецеидальное поле согласно рис. 1-8 характеризуется рядом

$$f(x) = \frac{4I}{\pi\alpha}\left[\sin\alpha\sin x + \tfrac{1}{9}\sin 3\alpha \sin 3x + \tfrac{1}{25}\sin 5\alpha\sin 5x + \ldots\right].$$

Из этого уравнения видно, что трапецеидальная форма кривой является выгодной, так как влияние высших гармоник весьма ослаблено.

Из формулы для трапецеидального поля можно также получить формулу для прямоугольного поля. Для этого достаточно положить

$$\alpha = 0\,, \quad \lim \frac{\sin(\nu\alpha)}{\nu\alpha} \to 1\,, \quad a_\nu = \frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}\frac{\sin(\nu\alpha)}{\nu\alpha} = \frac{4}{\pi}\frac{I}{\nu}\,.$$

б) Треугольное поле (рис. 1-9)

Частным случаем трапецеидального поля является треугольное поле, где согласно рис. 1-9 $\alpha = \pi/2$. Подставляя это значение в ряд Фурье для трапецеидального поля, находим, что

$$\sin(\nu\alpha) = \sin\left(\nu\frac{\pi}{2}\right) = 1 \quad \text{для} \quad \nu = 4n + 1\,,$$

$$\sin\left(\nu\frac{\pi}{2}\right) = -1 \quad \text{для} \quad \nu = 4n - 1\,,$$

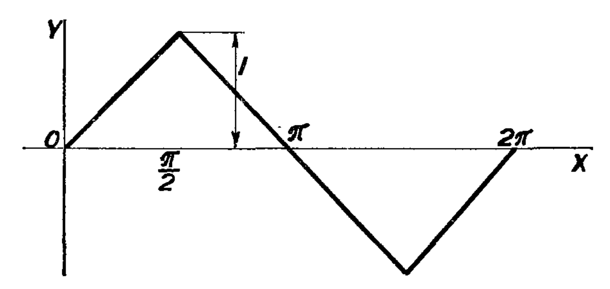


Рис. 1-9. Треугольное поле, симметричное относительно оси X.

где n — целое число. Получаем

$$f(x) = \frac{8I}{\pi^2}\left[\sin x - \frac{\sin 3x}{9} + \frac{\sin 5x}{25} - \frac{\sin 7x}{49} + \ldots\right].$$

В случае кривых, которые не даны аналитическим выражением, например, в случае кривых, полученных осциллографическим измерением, гармонический анализ можно проводить различными вычислительными или графическими методами, или же при помощи гармонических анализаторов.

2. ДВУМЕРНЫЙ ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ

При обычном, только что рассмотренном, анализе имеется возможность изучения только одномерных периодических явлений, например, кривых напряжений или токов в электрических контурах. В электротехнике встречаются, однако, двумерные явления, как например, при разложении магнитодвижущих сил и магнитных полей у электрических машин переменного тока. Для анализа таких явлений применяется двумерный гармонический анализ, и для решения используются верзоры.

а) ОСНОВНЫЕ ОПЕРАЦИИ С ВЕРЗОРАМИ

Прежде чем перейти к двумерному гармоническому анализу, рассмотрим в кратких чертах основные операции с верзорами.

1. *Умножение*

$$\underline{/\varphi}\,\underline{/\pm\omega t} = e^{j\varphi}e^{\pm j\omega t} = e^{j(\varphi\pm\omega t)} = \underline{/\varphi \pm \omega t}\,,$$

$$\underline{/\varphi}\,\underline{/2\varphi} = e^{j\varphi}e^{2j\varphi} = e^{3j\varphi} = \underline{/3\varphi}\,,$$

$$\underline{/\varphi}\,\underline{/-\varphi} = e^{j\varphi}e^{-j\varphi} = e^{0} = \underline{/0} = 1\,.$$

2. *Деление*

$$\frac{1}{\underline{/\varphi}} = \frac{1}{e^{j\varphi}} = e^{-j\varphi} = \underline{/-\varphi}\,,$$

$$\frac{\underline{/\omega t}}{\underline{/\varphi}} = \frac{e^{j\omega t}}{e^{j\varphi}} = e^{j(\omega t-\varphi)} = \underline{/\omega t - \varphi}\,,$$

$$\frac{\underline{/\varphi}}{\underline{/\varphi}} = \frac{e^{j\varphi}}{e^{j\varphi}} = e^{0} = \underline{/0} = 1\,.$$

3. *Возвышение в степень*

$$(\underline{/\varphi})^{q} = (e^{j\varphi})^{q} = e^{jq\varphi} = \underline{/q\varphi}\,,$$

$$(A\,\underline{/\varphi})^{2} = A^{2}(e^{j\varphi})^{2} = A^{2}e^{2j\varphi} = A^{2}\,\underline{/2\varphi}\,.$$

4. *Извлечение корня*

$$\sqrt[q]{\underline{/\varphi}} = \sqrt[q]{e^{j\varphi}} = e^{j(\varphi/q)} = \underline{\Big/\frac{\varphi}{q}}\,,$$

$$\sqrt{(A\,\underline{/\varphi})} = \sqrt{A}\sqrt{e^{j\varphi}} = \sqrt{A}\,.\,e^{j(\varphi/2)} = \sqrt{A}\,\underline{\Big/\frac{\varphi}{2}}\,.$$

5. *Дифференцирование*

$$\frac{d}{dt}\underline{/\omega t+\varphi} = \frac{d e^{j(\omega t+\varphi)}}{dt} = j\omega e^{j(\omega t+\varphi)} = \omega e^{j(\pi/2)} e^{j(\omega t+\varphi)} =$$

$$= \omega e^{j(\omega t+\varphi+\pi/2)} = \omega \underline{\Big/\omega t+\varphi+\frac{\pi}{2}},$$

т. е. после дифференцирования верзора амплитуда результирующего верзора будет в ω-раз больше амплитуды исходного верзора и его аргумент будет увеличен на $\pi/2$.

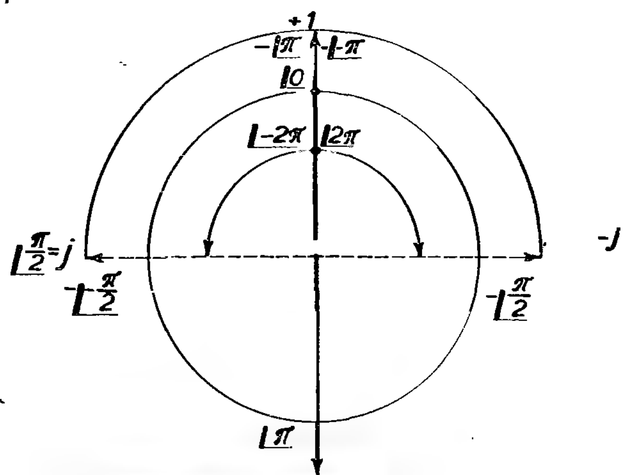


Рис. 2-1. Графическое изображение некоторых значений верзоров.

6. *Интегрирование*

$$\int \underline{/\omega t}\, dt = \int e^{j\omega t}\, dt = \frac{1}{j\omega} e^{j\omega t} = \frac{1}{\omega} e^{-j(\pi/2)} e^{j\omega t} = \frac{1}{\omega} e^{j(\omega t-\pi/2)} = \frac{1}{\omega}\underline{\Big/\omega t-\frac{\pi}{2}}.$$

Это означает, что после интегрирования верзора результирующий верзор будет в ω-раз меньше исходного верзора и его аргумент будет уменьшен на $-\pi/2$.

7. *Приведем некоторые часто встречающиеся значения верзоров* (рис. 2-1)

Положительную вещественную ось мы направляем в вертикальном направлении вверх и положительным направлением вращения верзоров считаем направление против вращения часовой стрелки.

$\underline{/0^\circ} = e^{j0} = 1$ соответствует нулевому повороту,

$\underline{/90^\circ} = e^{j(\pi/2)} = j$ представляет поворот на 90° в положительном направлении,

$\underline{/-90^\circ} = e^{-j(\pi/2)} = -j$ представляет поворот на 90° в отрицательном направлении,

$\underline{/180^\circ} = e^{j\pi} = -1$ означает поворот на 180° в положительном направлении,

$\underline{/-180^\circ} = e^{-j\pi} = -1$ соответствует повороту на 180° в отрицательном направлении,

$\underline{/360^\circ} = e^{j2\pi} = e^0 = \underline{/0} = 1$ характеризует поворот на 360° в положительном направлении,

$$\underline{/15^\circ} = \underline{/\frac{\pi}{12}} = \cos\frac{\pi}{12} + j\sin\frac{\pi}{12} = \frac{1}{2}[\sqrt{(2+\sqrt{3})} + j\sqrt{(2-\sqrt{3})}],$$

$$\underline{/30^\circ} = \underline{/\frac{\pi}{6}} = \cos\frac{\pi}{6} + j\sin\frac{\pi}{6} = \frac{1}{2}(\sqrt{3} + j),$$

$$\underline{/45^\circ} = \underline{/\frac{\pi}{4}} = \cos\frac{\pi}{4} + j\sin\frac{\pi}{4} = \frac{1}{2}\sqrt{2}(1 + j),$$

$$\underline{/60^\circ} = \underline{/\frac{\pi}{3}} = \cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3} = \frac{1}{2}(1 + j\sqrt{3}),$$

$$\underline{/75^\circ} = \underline{/90^\circ - 15^\circ} = \frac{j}{2}[\sqrt{(2+\sqrt{3})} - j\sqrt{(2-\sqrt{3})}] =$$

$$= \frac{1}{2}[\sqrt{(2-\sqrt{3})} + j\sqrt{(2+\sqrt{3})}].$$

8. *У трехфазных систем часто встречаются выражения*

$$\underline{/\frac{2\pi}{3}} = e^{j(2\pi/3)} = \cos\frac{2\pi}{3} + j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2}(1 - j\sqrt{3}),$$

$$\underline{/-\frac{2\pi}{3}} = e^{-j(2\pi/3)} = \cos\frac{2\pi}{3} - j\sin\frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2}(1 + j\sqrt{3}),$$

$$\underline{/\frac{4\pi}{3}} = e^{j(4\pi/3)} = \cos\frac{4\pi}{3} + j\sin\frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2}(1 + j\sqrt{3}),$$

$$\underline{/-\frac{4\pi}{3}} = e^{-j(4\pi/3)} = \cos\frac{4\pi}{3} - j\sin\frac{4\pi}{3} = -\frac{1}{2}(1 - j\sqrt{3}).$$

9. *Графические вычислительные операции с верзорами*

При операциях с верзорами зачастую выгодно применять графические методы. Пусть, например, требуется определить разность

$$\underline{/\frac{\pi}{3}} - \underline{/\frac{\pi}{5}}.$$

На рис. 2-2 откладываем в положительном направлении углы $\pi/3$ и $\pi/5$, которыми заданы направления единичных векторов $\overline{om}$ и $\overline{on}$. Из вектора $\overline{om}$ гео-

метрически вычитается вектор $\overline{on}$, причем длину $\overline{mk}$ принимаем равной отрицательно взятой длине вектора $\overline{on}$. Результирующий вектор

$$\overline{ok} = \underline{/\frac{\pi}{3}} - \underline{/\frac{\pi}{5}}$$

равен разности исходных верзоров. Вычисляя вектор $\overline{ok}$, получим

$$\gamma = \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{5} = 24^\circ,$$

$$\beta = 60^\circ + \left(90^\circ - \frac{\gamma}{2}\right) = 138^\circ,$$

$$\overline{ok} = 2\sin\frac{\gamma}{2}\underline{/\beta} = 2\sin 12^\circ \underline{/138^\circ}.$$

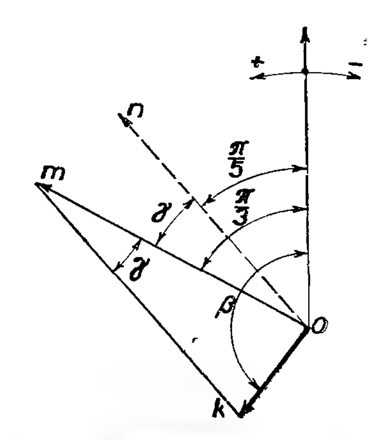


Рис. 2-2. Графический способ определения разности двух верзоров.

Другой пример приведен на рис. 2-3, где требуется графически определить выражение

$$(1 + j\sqrt{3})\underline{/-30^\circ}.$$

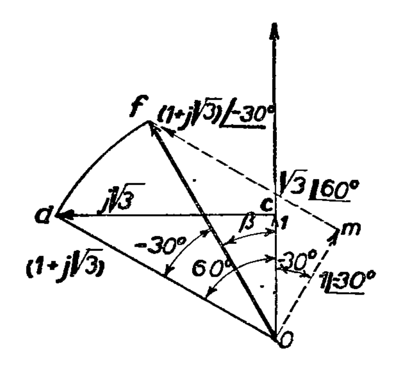


Рис. 2-3. Графическое определение выражения $(1 + j\sqrt{3})\underline{/-30^\circ}$.

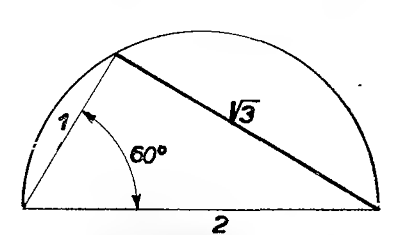


Рис. 2-4. Графическое построение $\sqrt{3}$.

В направлении положительной вещественной оси мы откладываем единичный вектор $\overline{oc}$. К нему прибавляется вектор $j\sqrt{3}$ путем построения перпендикуляра в точке c, по которому откладывается длина $\overline{cd} = \sqrt{3}$. Эта длина образует катет прямоугольного треугольника, изображенного на рис. 2-4, гипотенуза которого равна двум и второй катет — единице. Соединяя $\overline{od}$ на рис. 2-3 получим вектор $1 + j\sqrt{3} = 2\underline{/60^\circ}$. Повернув этот вектор на угол -30° в отрицательном направлении найдем результирующий вектор

$$\overline{of} = (1 + j\sqrt{3})\underline{/-30^\circ} = 2\underline{/30^\circ}.$$

б) РАЗЛОЖЕНИЕ В ГАРМОНИЧЕСКИЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ ПРИ ДВУМЕРНОМ АНАЛИЗЕ

Рассмотрим детально, как производится двумерный гармонический анализ периодических функций в плоскости. Любую двумерную периодическую функцию можно выразить в виде двух сопряженных рядов прямых и обратных целых гармонических составляющих и в виде дальнейших пар сопряженных рядов, соответствующих определенным дробным субгармоникам и гармоникам:

$$\begin{aligned} f(\varphi) = A_0 &+ A_1\underline{/\varphi} + A_2\underline{/2\varphi} + \ldots + A_\nu\underline{/\nu\varphi} + \ldots + \\ &+ B_1\underline{/-\varphi} + B_2\underline{/-2\varphi} + \ldots + B_\nu\underline{/-\nu\varphi} + \ldots + \\ &+ C_{1/\mu}\underline{/\frac{\varphi}{\mu}} + C_{2/\mu}\underline{/\frac{2\varphi}{\mu}} + \ldots + C_{\nu/\mu}\underline{/\frac{\nu\varphi}{\mu}} + \ldots + \\ &+ D_{1/\mu}\underline{/-\frac{\varphi}{\mu}} + D_{2/\mu}\underline{/-\frac{2\varphi}{\mu}} + \ldots + D_{\nu/\mu}\underline{/-\frac{\nu\varphi}{\mu}} + \ldots , \end{aligned}$$

где A_0 — постоянный член, представляющий вектор в плоскости, A_ν — амплитуды прямых составляющих, B_ν — амплитуды обратных составляющих, $C_{\nu/\mu}$ — амплитуды прямых дробных субгармоник и гармоник, $D_{\nu/\mu}$ — амплитуды обратных субгармоник и дробных гармоник.

Верзоры $\underline{/\nu\varphi}$ или $\underline{/-\nu\varphi}$ характеризуют фазовые смещения целых гармоник относительно вещественной оси в прямом или обратном направлениях и $\underline{/\nu\varphi/\mu}$ или $\underline{/-\nu\varphi/\mu}$ — фазовые смещения субгармоник и дробных гармоник в прямом и обратном направлениях. При этом следует иметь в виду, что

$$\underline{/\nu\varphi} = \cos(\nu\varphi) + j\sin(\nu\varphi),$$

$$\underline{/-\nu\varphi} = \cos(\nu\varphi) - j\sin(\nu\varphi) \quad \text{и т. д.}$$

и, что после подстановки этих соотношений в уравнение (2-1) ряд плоскостных гармоник можно преобразовать в обычные ряды Фурье.

Для определения постоянного члена ряда (2-1) это уравнение умножается на дифференциал $d\varphi$ и результат интегрируется в пределах от 0 до $2\mu\pi$. Тогда получается

$$\begin{aligned} \int_0^{2\mu\pi} f(\varphi)\,d\varphi = \int\Big[&A_0 + A_1\underline{/\varphi} + \ldots + A_\nu\underline{/\nu\varphi} + \ldots + B_1\underline{/-\varphi} + B_2\underline{/-2\varphi} + \ldots + \\ &+ B_\nu\underline{/-\nu\varphi} \ldots + C_{1/\mu}\underline{/\frac{\varphi}{\mu}} + C_{2/\mu}\underline{/\frac{2\varphi}{\mu}} + \ldots + C_{\nu/\mu}\underline{/\frac{\nu\varphi}{\mu}} + \ldots + \\ &+ D_{1/\mu}\underline{/-\frac{\varphi}{\mu}} + D_{2/\mu}\underline{/-\frac{2\varphi}{\mu}} + \ldots + D_{\nu/\mu}\underline{/-\frac{\nu\varphi}{\mu}} \ldots \Big]d\varphi . \end{aligned}$$

В правой части этого уравнения встречаются следующие интегралы:

$$1.\ \int_0^{2\mu\pi} A_0 \,\mathrm{d}\varphi = 2\mu\pi A_0 \,,$$

$$2.\ \int_0^{2\mu\pi} \underline{/\pm\,\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \mp\frac{\mathrm{j}}{\nu}\int_0^{2\mu\pi}\underline{/\pm\nu\varphi}\,\mathrm{d}(\pm\,\mathrm{j}\nu\varphi) = \mp\,\frac{\mathrm{j}}{\nu}\left[\underline{/\pm\nu\varphi}\right]_0^{2\mu\pi} = 0\,,$$

$$3.\ \int_0^{2\mu\pi}\underline{\Big/\pm\frac{\nu}{\mu}\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \mp\frac{\mathrm{j}\mu}{\nu}\int_0^{2\mu\pi}\underline{\Big/\pm\frac{\nu}{\mu}\varphi}\,\mathrm{d}\left(\pm\,\mathrm{j}\frac{\nu}{\mu}\varphi\right) = \left[\mp\frac{\mathrm{j}\mu}{\nu}\underline{\Big/\pm\frac{\nu}{\mu}\varphi}\right]_0^{2\mu\pi} = 0\,.$$

Отсюда видно, что постоянный член

$$A_0 = \frac{1}{2\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi}\mathrm{f}(\varphi)\,\mathrm{d}\varphi\,. \tag{2-2}$$

Амплитуды прямых составляющих следуют из ряда (2-1), умноженного на произведение $\underline{/-\varepsilon\varphi}\,\mathrm{d}\varphi$ и проинтегрированного в пределах от 0 до $2\mu\pi$. При этом в правой части уравнения (2-1) встречаются интегралы

$$1.\ \int_0^{2\mu\pi} A_0\,\underline{/-\varepsilon\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \mathrm{j}\left[A_0\,\frac{\underline{/-\varepsilon\varphi}}{\varepsilon}\right]_0^{2\mu\pi} = 0\,.$$

$$2.\ \int_0^{2\mu\pi} A_\nu\,\underline{/\nu\varphi}\,\underline{/-\varepsilon\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = -\mathrm{j}A_\nu\left[\frac{\underline{/(\nu-\varepsilon)\,\varphi}}{\nu-\varepsilon}\right]_0^{2\mu\pi} = 0 \quad \text{для} \quad \nu \neq \varepsilon\,.$$

В случае $\nu = \varepsilon$, однако, будет

$$2'.\ \int_0^{2\mu\pi} A_\nu\,\underline{/(\nu-\varepsilon)\,\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \int_0^{2\mu\pi} A_\nu\,\mathrm{d}\varphi = A_\nu\,.\,2\mu\pi\,.$$

$$3.\ \int_0^{2\mu\pi} B_\nu\,\underline{/-(\nu+\varepsilon)\,\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \frac{\mathrm{j}B_\nu}{\nu+\varepsilon}\left[\underline{/-(\nu+\varepsilon)\,\varphi}\right]_0^{2\mu\pi} = 0\,.$$

$$4.\ \int_0^{2\mu\pi} C_{\nu/\mu}\,\underline{\Big/\frac{\nu\varphi}{\mu}}\,\underline{/-\varepsilon\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = -\,\mathrm{j}\,\frac{\mu C_{\nu/\mu}}{\nu-\varepsilon\mu}\left[\underline{\Big/\left(\frac{\nu}{\mu}-\varepsilon\right)\varphi}\right]_0^{2\mu\pi} = 0\,,$$

но для $\nu/\mu = \varepsilon$ будет

$$4'.\ \int_0^{2\mu\pi} C_{\nu/\mu}\,\mathrm{d}\varphi = 2\mu\pi C_{\nu/\mu}\,,$$

$$5.\ \int_0^{2\mu\pi} D_{\nu/\mu}\,\underline{\Big/-\frac{\nu}{\mu}\varphi}\,\underline{/-\varepsilon\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \mathrm{j}\,\frac{\mu D_{\nu/\mu}}{\nu+\varepsilon\mu}\left[\underline{\Big/-\left(\frac{\nu}{\mu}+\varepsilon\right)\varphi}\right]_0^{2\mu\pi} = 0\,.$$

При помощи этих интегралов, принимая во внимание интегралы (2') и (4'), можно определить амплитуды прямых составляющих

$$A_\nu = \frac{1}{2\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} \mathrm{f}(\varphi)\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi\,, \tag{2-3}$$

$$C_{\nu/\mu} = \frac{1}{2\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} \mathrm{f}(\varphi)\,\underline{/-\frac{\nu}{\mu}\varphi}\,\mathrm{d}\varphi\,. \tag{2-4}$$

Для нахождения обратных составляющих ряд (2-1) умножается на произведение $\underline{/\varepsilon\varphi}\,\mathrm{d}\varphi$ и аналогично предыдущему определяется

$$B_\nu = \frac{1}{2\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} \mathrm{f}(\varphi)\,\underline{/\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi\,, \tag{2-5}$$

$$D_{\nu/\mu} = \frac{1}{2\mu\pi}\int_0^{2\mu\pi} \mathrm{f}(\varphi)\,\underline{/\frac{\nu}{\mu}\varphi}\,\mathrm{d}\varphi\,. \tag{2-6}$$

Таким образом, все члены ряда (2-1) определены. Как уже отмечалось, связь между двумерным гармоническим рядом и обычным рядом Фурье вытекает из следующих соотношений

$$A_\nu\underline{/\nu\varphi} = A_\nu[\cos(\nu\varphi) + \mathrm{j}\sin(\nu\varphi)]\,,$$

$$B_\nu\underline{/-\nu\varphi} = B_\nu[\cos(\nu\varphi - \mathrm{j}\sin(\nu\varphi)]\,,$$

$$C_{\nu/\mu}\underline{/\frac{\nu}{\mu}\varphi} = C_{\nu/\mu}\left[\cos\left(\frac{\nu\varphi}{\mu}\right) + \mathrm{j}\sin\left(\frac{\nu\varphi}{\mu}\right)\right],$$

$$D_{\nu/\mu}\underline{/-\frac{\nu}{\mu}\varphi} = D_{\nu/\mu}\left[\cos\left(\frac{\nu\varphi}{\mu}\right) - \mathrm{j}\sin\left(\frac{\nu\varphi}{\mu}\right)\right].$$

Тогда ряд (2-1) можно преобразовать и получить

$$\mathrm{f}(\varphi) = A_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty} A_\nu\underline{/\nu\varphi} + \sum_{\nu=1}^{\infty} B_\nu\underline{/-\nu\varphi} + \sum_{\nu=1}^{\infty} C_{\nu/\mu}\underline{/\frac{\nu}{\mu}\varphi} + \sum_{\nu=1}^{\infty} D_{\nu/\mu}\underline{/-\frac{\nu}{\mu}\varphi} =$$

$$= A_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty}(A_\nu + B_\nu)\cos(\nu\varphi) + \mathrm{j}\sum_{\nu=1}^{\infty}(A_\nu - B_\nu)\sin(\nu\varphi) +$$

$$+ \sum_{\nu=1}^{\infty}[C_{\nu/\mu} + D_{\nu/\mu}]\cos\left(\frac{\nu\varphi}{\mu}\right) + \mathrm{j}\sum_{\nu=1}^{\infty}[C_{\nu/\mu} - D_{\nu/\mu}]\sin\left(\frac{\nu\varphi}{\mu}\right).$$

Сравнивая этот ряд с рядом (1-5), находим, что

$$a_\nu = A_\nu - B_\nu\,, \quad b_\nu = A_\nu + B_\nu\,, \quad b_0 = A_0\,,$$

$$c_{\nu/\mu} = C_{\nu/\mu} - D_{\nu/\mu}\,, \quad d_{\nu/\mu} = C_{\nu/\mu} + D_{\nu/\mu}\,,$$

где a_ν, b_0, b_ν, $c_{\nu/\mu}$, $d_{\nu/\mu}$ — коэффициенты обычного ряда Фурье. И наоборот, имеем

$$A_0 = b_0\,,\quad A_\nu = \frac{a_\nu + b_\nu}{2}\,,\quad B_\nu = \frac{b_\nu - a_\nu}{2}\,,$$

$$C_{\nu/\mu} = \frac{c_{\nu/\mu} + d_{\nu/\mu}}{2}\,,\quad D_{\nu/\mu} = \frac{d_{\nu/\mu} - c_{\nu/\mu}}{2}\,.$$

3. МНОГОФАЗНЫЕ НЕСИММЕТРИЧНЫЕ СИСТЕМЫ

Несимметричная фазная система создается в тех случаях, когда векторы, образующие фазную систему, не равны по амплитуде и по фазе (рис. 3-1). В таком случае

$$|A_1| \neq |A_2| \neq |A_3|\,,$$
$$\psi_1 \neq \psi_2 \neq \psi_3\,.$$

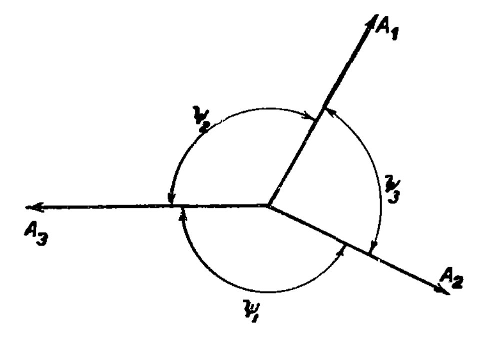


Рис. 3-1. Несимметричная трехфазная система.

Несимметричные системы токов или напряжений могут образоваться в результате воздействия несимметричной системы напряжений или токов на симметричную систему фазных сопротивлений, или в результате воздействия симметричной системы токов или напряжений на несимметричную фазную систему сопротивлений, или, наконец, в результате воздействия несимметричной системы напряжений или токов на несимметричную систему сопротивлений. В общем случае m-фазную несимметричную систему токов или напряжений с векторами A_1, A_2, A_3, ... A_m согласно Фортеску можно разложить в m систем симметричных. Несиметричную систему можно, следовательно, выразить в виде:

$$\left.\begin{aligned} A_1 &= S_0 + S_1 + \ldots + S_q + \ldots + S_{m-1} \\ A_2 &= S_0 + S_1\underline{/(m-1)\,\alpha} + \ldots + S_q\underline{/(m-q)\,\alpha} + \ldots + S_{m-1}\underline{/\alpha} \\ &\vdots \\ A_m &= S_0 + S_1\underline{/\alpha} + \ldots + S_q\underline{/q\alpha} + \ldots + S_{m-1}\underline{/(m-1)\,\alpha} \end{aligned}\right\}, \qquad (3\text{-}1)$$

где $\alpha = 2\pi/m$. Путем решения этой системы уравнений можно найти симметричные составляющие

$$\left.\begin{aligned}
S_0 &= \frac{1}{m}(A_1 + A_2 + \ldots + A_q + \ldots + A_m),\\
S_1 &= \frac{1}{m}[A_1 + A_2\underline{/\alpha} + \ldots + A_q\underline{/(q-1)\alpha} + \ldots + A_m\underline{/(m-1)\alpha}]\\
S_{m-1} &= \frac{1}{m}[A_1 + A_2\underline{/(m-1)\alpha} + \ldots + A_q\underline{/(q-1)(m-1)\alpha} + \ldots +\\
&+ A_m\underline{/(m-1)^2\alpha}].
\end{aligned}\right\} \quad (3\text{-}2)$$

В случае, когда помимо уравнений (3-1) или (3-2) не ставятся другие условия, несимметричная система является полной, т. е. она имеет столько же симметричных составляющих, сколько у нее фаз. Когда кроме приведенных уравнений существуют и дополнительные условия, рассматриваемая система является неполной. Рассмотрим теперь некоторые частные случаи.

а) ДВУХФАЗНЫЕ НЕСИММЕТРИЧНЫЕ СИСТЕМЫ

Рассмотрим систему, изображенную на рис. 3-2, где токи первой и второй фазы имеют различные амплитуды, т. е. $|I_1| \neq |I_2|$, и фазы $\psi \neq \pi/2$. Такая несимметричная система может быть заменена двумя системами симметричных составляющих, прямых и обратных. Для первой фазы справедливо соотношение

$$I_1 = I_d + I_i \quad (3\text{-}3)$$

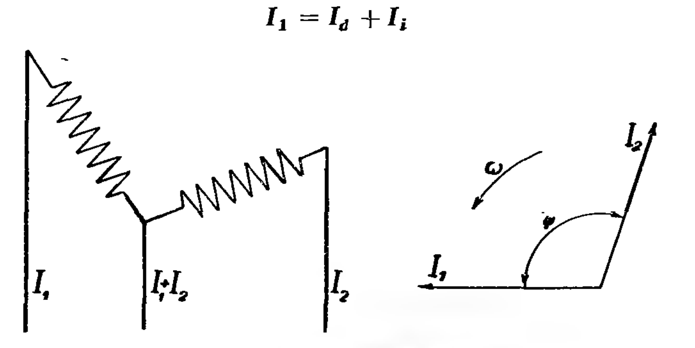


Рис. 3-2. Несимметричная двухфазная система.

и для другой фазы

$$I_2 = I_d\underline{\Big/-\frac{\pi}{2}} + I_i\underline{\Big/\frac{\pi}{2}}. \quad (3\text{-}4)$$

Чтобы определить прямую составляющую, нужно уравнение (3-4) умножить на верзор $\underline{/\pi/2}$ и сложить уравнения (3-4) и (3-3). В результате получаем

$$I_1 + I_2\underline{\Big/\frac{\pi}{2}} = 2I_d.$$

Прямая составляющая

$$I_d = \frac{1}{2}\left(I_1 + I_2 \,\underline{/\frac{\pi}{2}}\right). \qquad (3\text{-}5)$$

Аналогично можно определить обратную составляющую путем умножения уравнения (3-4) на верзор $\underline{/-\pi/2}$.

Складывая умноженное уравнение с уравнением (3-3), получим

$$I_1 + I_2 \,\underline{/-\frac{\pi}{2}} = 2I_i\,.$$

Отсюда для обратной составляющей следует

$$I_i = \frac{1}{2}\left(I_1 + I_2 \,\underline{/-\frac{\pi}{2}}\right). \qquad (3\text{-}6)$$

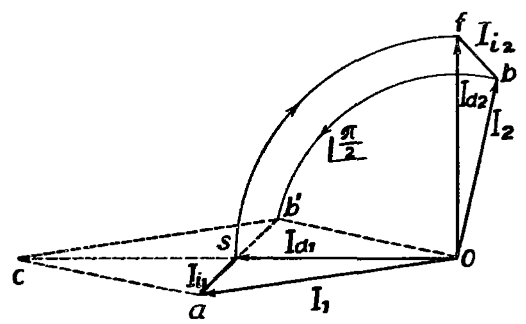


Рис. 3-3. Разложение несимметричной двухфазной системы в симметричные составляющие.

Уравнения (3-5) и (3-6) можно использовать также для простого графического определения симметричных составляющих. Пусть дана несимметричная двухфазная система векторов $I_1 = \overline{oa}$ и $I_2 = \overline{ob}$ (рис. 3-3), симметричные составляющие которой нужно определить. Согласно уравнению (3-5) вектор I_2 поворачивается на угол $\pi/2$ в положительном направлении, этим определяется точка b'. Затем вектор $\overline{ob'}$ прибавляется к вектору I_1, и определяется точка c, причем длина $\overline{oc} = 2I_d$. Средняя точка s отрезка $\overline{oc}$ определяет концевую точку вектора I_{d_1}, который является прямой составляющей вектора I_1. Вектор $\overline{sa}$ кроме того характеризует обратную составляющую I_{i_1} вектора I_1. В результате поворота вектора $I_{d_1} = \overline{os}$ обратно на угол $\pi/2$ в положение $\overline{of}$ получается прямая составляющая I_{d_2} вектора I_2, соответствующая обратная составляющая характеризуется вектором $\overline{bf} = I_{i_2}$.

б) ТРЕХФАЗНЫЕ НЕСИММЕТРИЧНЫЕ СИСТЕМЫ

α) Соединение в звезду (рис. 3-4)

Рассмотрим случай, когда токи в отдельных фазах имеют различные амплитуды и фазы, т. е.

$$|I_1| \neq |I_2| \neq |I_3| \quad \text{и} \quad \varphi_1 \neq \varphi_2 \neq \varphi_3\,.$$

В случае, когда нулевая точка выведена, мы получим полную несимметричную систему, содержащую составляющие прямую, обратную и нулевую. В случае изолированной нулевой точки симметричная система не полна и со-

держит только прямую и обратную составляющие. Согласно закону Кирхгофа справедливо соотношение

$$I_0 + I_1 + I_2 + I_3 = 0,$$

что можно переписать также в виде

$$\left(I_1 + \frac{I_0}{3}\right) + \left(I_2 + \frac{I_0}{3}\right) + \left(I_3 + \frac{I_0}{3}\right) = 0. \quad (3\text{-}7)$$

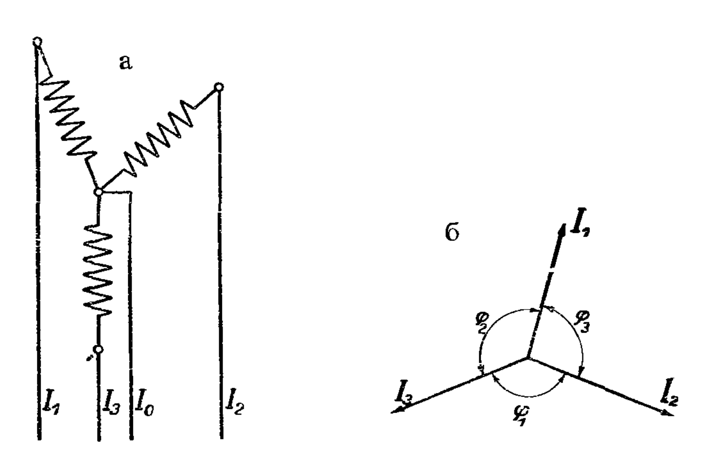


Рис. 3-4. Несимметричная трехфазная система.

Обозначим $i_0 = -I_0/3$ и получим

$$(I_1 - i_0) + (I_2 - i_0) + (I_3 - i_0) = 0 \quad (3\text{-}8)$$

и, следовательно

$$i_0 = \tfrac{1}{3}(I_1 + I_2 + I_3).$$

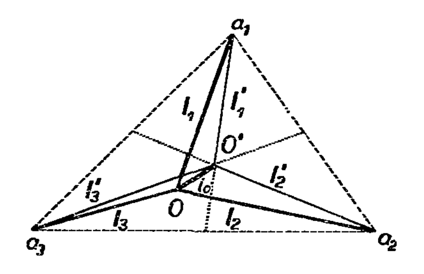


Рис. 3-5. Графическое определение нулевой составляющей i_0.

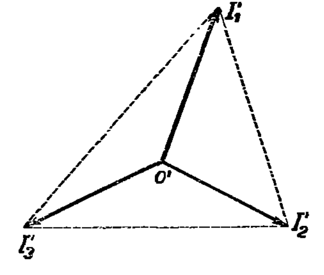


Рис. 3-6. Графическое изображение векторов неполной системы.

Ток i_0 представляет нулевую (униполярную) составляющую, имеющую во всех фазах ту же амплитуду и ту же фазу. Он может быть определен графическим путем по рис. 3-5.

Пусть общая несимметричная система образуется векторами I_1, I_2 и I_3, имеющими общее начало O. Концевые точки a_1, a_2, a_3 определяют треугольник, центр тяжести которого — точка o'. Из геометрии известно, что геометрическая сумма отрезков, соединяющих центр тяжести с вершинами треугольника, равна

$$\overline{o'a_1} + \overline{o'a_2} + \overline{o'a_3} = 0. \qquad (3\text{-}9)$$

Принимаем $\overline{oo'} = i_0$. Тогда векторы

$$\overline{o'a_1} = I_1 - i_0,$$
$$\overline{o'a_2} = I_2 - i_0,$$
$$\overline{o'a_3} = I_3 - i_0$$

определяют неполную несимметричную систему, данную уравнениями (3-8) или (3-9).

Длина $\overline{oo'}$ определяет величину нулевой составляющей i_0, так как принимая в уравнении (3-7)

$$\left(I_1 + \frac{I_0}{3}\right) = I'_1, \quad \left(I_2 + \frac{I_0}{3}\right) = I'_2, \quad \left(I_3 + \frac{I_0}{3}\right) = I'_3,$$

получим

$$I'_1 + I'_2 + I'_3 = 0. \qquad (3\text{-}10)$$

Эта неполная несимметричная система согласно рис. 3-6 содержит только прямую и обратную составляющие. Векторы неполной системы можно выразить следующим образом:

$$I'_1 = I_d + I_i, \qquad (3\text{-}11)$$
$$I'_2 = I_d \underline{/-\frac{2\pi}{3}} + I_i \underline{/\frac{2\pi}{3}},$$
$$I'_3 = I_d \underline{/\frac{2\pi}{3}} + I_i \underline{/-\frac{2\pi}{3}}.$$

На основании этой системы уравнений можно вывести простой графический способ построения прямых и обратных составляющих I_d и I_i. Умножив второе уравнение на верзор $\underline{/2\pi/3}$ и третье уравнение на верзор $\underline{/-2\pi/3}$, получим

$$I'_1 = I_d + I_i, \qquad (3\text{-}12)$$
$$I'_2 \underline{/\frac{2\pi}{3}} = I_d + I_i \underline{/-\frac{2\pi}{3}},$$
$$I'_3 \underline{/-\frac{2\pi}{3}} = I_d + I_i \underline{/\frac{2\pi}{3}}.$$

Здесь видно, что вектор I'_1 и повернутые векторы I'_2 и I'_3 образуют систему, вектор I_d которой является общим и векторы I_i повернуты друг относительно друга на угол $\mp 2\pi/3$. Поэтому концевые точки обратных составляющих образуют равносторонний треугольник. На основании сказанного выше можно

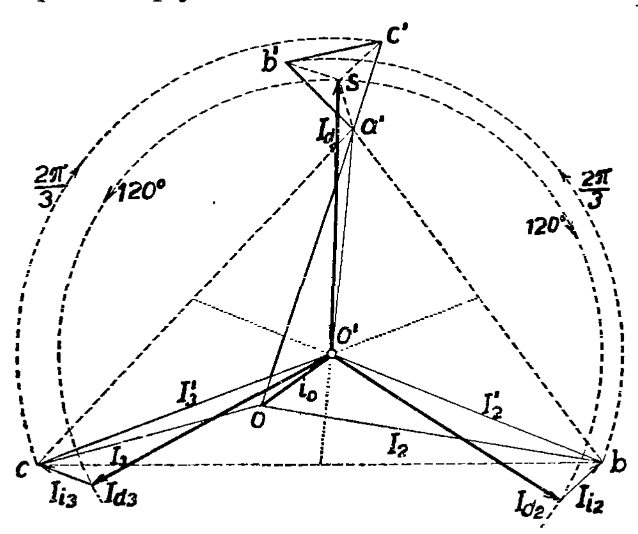


Рис. 3-7. Графическое построение нулевой, прямой и обратной составляющих трехфазной несимметричной системы при соединении в звезду.

графически построить простую схему для анализа неполной трехфазной несимметричной системы.

Пусть имеется полная несимметричная система векторов I_1, I_2, I_3 согласно рис. 3-7. Эту систему можно сначала преобразовать в неполную систему I'_1, I'_2, I'_3, имеющую начало o', таким образом, чтобы исключить нулевую составляющую i_0 согласно рис. 3-5. В системе уравнений (3-12) вектор $I'_2 = \overline{a'b}$ поворачиваем на угол $2\pi/3$ в положение $\overline{o'b'}$ и вектор $I'_3 = \overline{o'c}$ на угол $-2\pi/3$ в положение $\overline{o'c'}$. Тогда из концевых точек a', b', c' об-

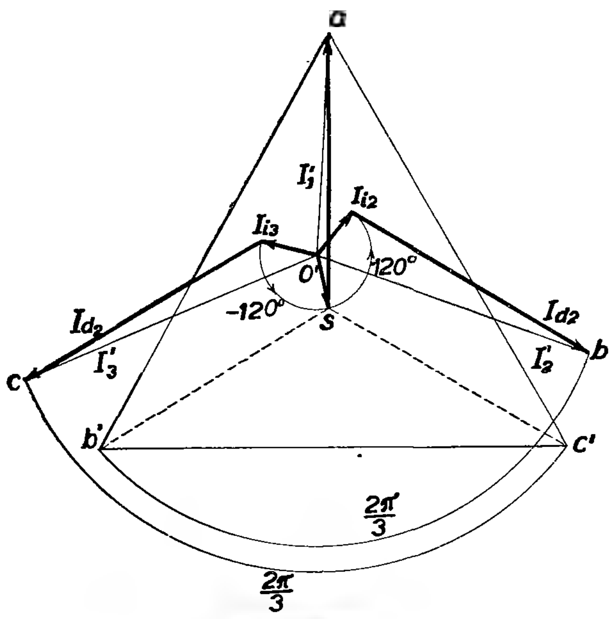


Рис. 3-8. Разложение несимметричной системы векторов, соединенных в звезду.

Рис. 3-9. Исследование влияния нулевой составляющей в трехфазной двухслойной обмотке. Петлевая обмотка: $p = 1$, $m = 3$, $q = 2$, $N_d = 12$, $y_{d_1} = Q$.

Рис. 3-10. Исключение влияния нулевой составляющей в трехфазной двухслойной петлевой обмотке; $p = 1$, $m = 3$, $q = 2$, $N_d = 12$, $y_{d_1} = \frac{2}{3}Q$.

разуется равносторонний треугольник, центр которого — точка s. Вектор $\overline{o's}$ определяет прямую составляющую I_{d_1}, и $\overline{a's}$ — обратную составляющую I_{i_1} вектора I'_1. Путем поворота вектора $I_{d_1} = \overline{o's}$ на угол $\pm 2\pi/3$ определяются прямые составляющие I_{d_2}, I_{d_3} других фаз. Соответствующие обратные составляющие I_{i_2} и I_{i_3} определяются путем соединения концевых точек векторов I_{d_2}, I_{d_3} с точками b и c.

Порядок построения может быть и обратным. В системе уравнений (3-11) второе уравнение можно умножить на верзор $\underline{/-2\pi/3}$ и третье уравнение на верзор $\underline{/2\pi/3}$, что приводит к следующей системе уравнений:

$$I'_1 = I_d + I_i\,, \tag{3-13}$$

$$I'_2 \underline{\Big/ -\frac{2\pi}{3}} = I_d \underline{\Big/ \frac{2\pi}{3}} + I_i\,,$$

$$I'_3 \underline{\Big/ \frac{2\pi}{3}} = I_d \underline{\Big/ -\frac{2\pi}{3}} + I_i\,.$$

В этих уравнениях вектор I_i является общим, в то время как векторы I_d определяют равносторонний треугольник $ab'c'$, центр которого — точка s (рис. 3-8). Вектор $\overline{o's}$ дает обратную составляющую I_{i_1} и $\overline{sa}$ — прямую составляющую I_{d_1}. Путем поворота вектора обратной составляющей I_{i_1} на угол $\mp 2\pi/3$ мы определим векторы I_{i_2} и I_{i_3} и следовательно — составляющие I_{d_2} и I_{d_3}.

У многофазных машин переменного тока прямые составляющие системы токов создают в статоре магнитнос напряжение, направление вращения которого совпадает с направлением вращения ротора, в то время как обратные составляющие создают магнитное напряжение, вращающееся в противоположном направлении. Влияние нулевой составляющей можно лучше всего обьяснить на примере двухслойной обмотки на рис. 3-9, данные которой следующие:

$$p = 1\,,\quad N_d = 12\,,\quad \text{число фаз}\quad m = 3\,,$$

число пазов на полюс и фазу

$$q = 2\,.$$

Полюсное деление обмотки $Q = \frac{12}{2} = 6$ пазов. Принимаем пазовый шаг, укороченный на один паз, т. е. $y_{d_1} = 5$ пазов. Обмотка соединена в звезду с выведенным узлом, через который протекает нулевая токовая составляющая I_0 с основной частотой. Согласно уравнению (3-7) этот ток распределяется по всем трем фазам равномерно, так что через каждую фазу протекает ток $i_0 = I_0/3$. Направления токов i_0 в отдельных фазах обозначены стрелками. Из рисунка видно, что магнитные напряжения нулевой токовой составляющей в верхних и нижних слоях попеременно либо складываются в положительном направлении, либо взаимно компенсируются, или же складываются в отрицательном направлении. В результате воздействия этих магнитных напряжений создается однофазное магнитное поле, пульсирующее в одном направлении

с трехкратным по отношению к основной гармонике числом полюсов. Величина этого поля зависит от шага обмотки и является максимальной при полном шаге, так как в этом случае полностью исчезают те пазы, магнитное напряжение которых равно нулю. И наоборот, укорочение пазового шага до $y_{d_1} = \frac{2}{3}Q$ приводит к анулированию магнитных напряжений всех пазов, созданных током i_0, как видно из рис. 3-10. Таким образом может быть полностью устранено влияние нулевой составляющей.

β) **Соединение в треугольник** (рис. 3-11)

Для трехфазных обмоток, соединенных в треугольник, при разложении несимметричных токовых систем можно применить рассмотренный выше метод для приведенной системы, соединенной в звезду. Существуют, однако, и другие методы, среди которых для соединения в треугольник целесообразным является метод, приведенный ниже. У обмоток, соединенных в треугольник, создается неполная несимметричная токовая система, содержащая только прямую и обратную составляющие. Обозначим токи сети через I_1, I_2, I_3 и фазные токи обмотки через i_1, i_2, i_3. Тогда можно писать

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0\,.$$

Выразим эти токи через фазные

$$I_1 = i_3 - i_2\,, \quad I_2 = i_1 - i_3\,, \quad I_3 = i_2 - i_1\,, \tag{3-14}$$

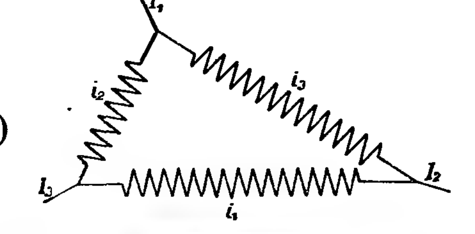


Рис. 3-11. Несимметричная система при соединении в треугольник.

причем, помимо того, имеем

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0\,. \tag{3-15}$$

Очевидно, что такая несимметричная система является неполной. Из системы уравнений (3-14) и (3-15) можно рассчитать фазные токи из сетевых:

$$i_1 = \tfrac{1}{3}(I_2 - I_3)\,, \quad i_2 = \tfrac{1}{3}(I_3 - I_1)\,, \quad i_3 = \tfrac{1}{3}(I_1 - I_2)\,. \tag{3-16}$$

Разложим фазные токи, принимая

$$i_1 = i_d + i_i\,, \quad i_2 = i_d \angle{-\frac{2\pi}{3}} + i_i \angle{\frac{2\pi}{3}}\,, \quad i_3 = i_d \angle{\frac{2\pi}{3}} + i_i \angle{-\frac{2\pi}{3}}\,. \tag{3-17}$$

Для нахождения прямой составляющей первое уравнение (3-17) умножим на верзор $\underline{/-\pi/6}$ и второе — на верзор $\underline{/\pi/6}$, откуда получим

$$i_1 \underline{\Big/-\frac{\pi}{6}} = i_d \underline{\Big/-\frac{\pi}{6}} + i_i \underline{\Big/-\frac{\pi}{6}}, \qquad (3\text{-}18)$$

$$i_2 \underline{\Big/\frac{\pi}{6}} = i_d \underline{\Big/-\frac{\pi}{2}} + i_i \underline{\Big/\frac{5\pi}{6}}.$$

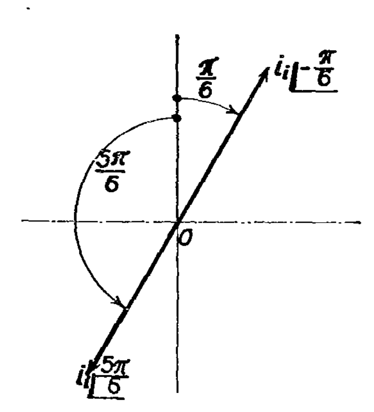


Рис. 3-12. Положение обратных составляющих $i_i \underline{/-\pi/6}$ и $i_i \underline{/5\pi/6}$.

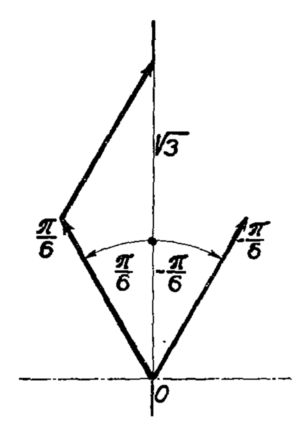


Рис. 3-13. Сумма верзоров $\underline{/\pi/6}$ и $\underline{/-\pi/6}$.

Вторые члены в правой части этих уравнений представляют векторы в диаметрально противоположном положении, как показано на рис. 3-12. Складывая уравнения (3-18), получим

$$i_1 \underline{\Big/-\frac{\pi}{6}} + i_2 \underline{\Big/\frac{\pi}{6}} = i_d \underline{\Big/-\frac{\pi}{3}} \left(\underline{\Big/\frac{\pi}{6}} + \underline{\Big/-\frac{\pi}{6}} \right).$$

Согласно рис. 3-13 сумма верзоров

$$\underline{\Big/\frac{\pi}{6}} + \underline{\Big/-\frac{\pi}{6}} = \sqrt{3},$$

в результате чего прямая составляющая

$$i_d = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(i_1 \underline{\Big/-\frac{\pi}{6}} + i_2 \underline{\Big/\frac{\pi}{6}} \right) \underline{\Big/\frac{\pi}{3}}. \qquad (3\text{-}19)$$

Аналогично определяется обратная составляющая, а именно, путем умножения первого уравнения системы (3-17) на верзор $\underline{/\pi/6}$ и второго уравнения на

версор $\angle -\pi/6$. Тогда получается

$$i_1 \angle\frac{\pi}{6} = i_d \angle\frac{\pi}{6} + i_i \angle\frac{\pi}{6}, \tag{3-20}$$

$$i_2 \angle -\frac{\pi}{6} = i_d \angle -\frac{5\pi}{6} + i_i \angle\frac{\pi}{2}.$$

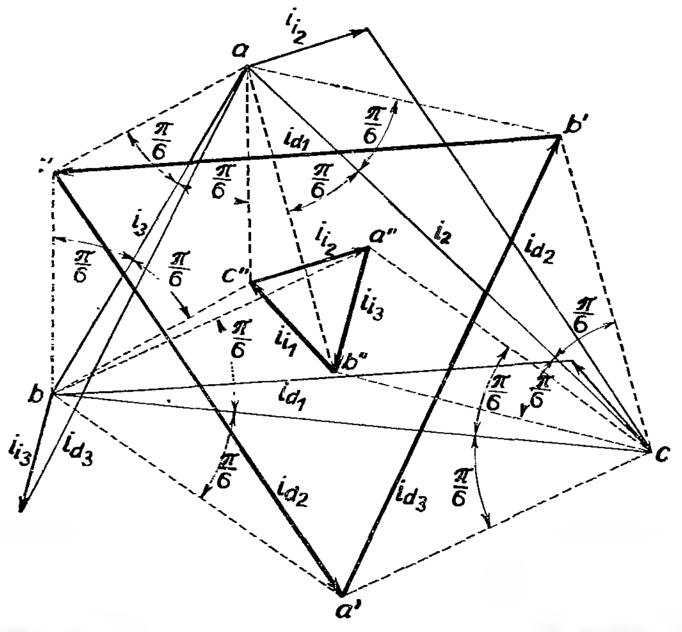


Рис. 3-14. Графическое разложение несимметричной системы при соединении в треугольник.

При суммировании этих уравнений первые члены в правой части этих уравнений, соответствующие прямым составляющим, уничтожаются, так что получается

$$i_1 \angle\frac{\pi}{6} + i_2 \angle -\frac{\pi}{6} = i_i \angle\frac{\pi}{3}\left(\angle -\frac{\pi}{6} + \angle\frac{\pi}{6}\right).$$

Из этого следует обратная составляющая

$$i_i = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(i_1 \angle\frac{\pi}{6} + i_2 \angle -\frac{\pi}{6}\right)\angle -\frac{\pi}{3}. \tag{3-21}$$

Уравнения (3-19) и (3-21) приводят к простому графическому построению прямых и обратных составляющих. Пусть дан треугольник abc, представляющий несиметричную систему токов i_1, i_2, i_3 (рис. 3-14). Над его сторонами

построим равнобедренные треугольники, углы которых при основании равны $\pi/6 = 30°$. В результате получаются точки a', b', c', лежащие вне треугольника abc и точки a'', b'', c'', лежащие внутри этого треугольника. Точки a', b', c' определяют равнобедренный треугольник, представляющий прямые составляющие i_{d_1}, i_{d_2}, i_{d_3}. Аналогично, и точки a'', b'', c'' определяют равнобедренный треугольник, соответствующий обратным составляющим i_{i_1}, i_{i_2}, i_{i_3}.

4. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА, ИНДУКТИРОВАННАЯ В ОБМОТКАХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Обратим наше внимание прежде всего на однослойную обмотку с одним пазом на полюс и фазу. Пусть число проводников в пазу, соединенных последовательно и образующих катушку, равно n_1. Катушки имеют полный шаг, т. е. $y_{d_1} = Q$. Кривая магнитной индукции B в воздушном зазоре в общем случае является периодической и поэтому мы будем рассматривать основную гармонику, которой соответствует магнитный поток Φ (рис. 4-1). Пусть эта гармоника движется в положительном направлении оси x-ов с угловой скоростью

$$\omega = 2\pi f .$$

По закону Фарадея-Максвелла в катушке индуктируется электродвижущая сила

$$e' = -n_1 \frac{d\Phi'}{dt} \cdot 10^{-8} \quad [\text{в}] . \tag{4-1}$$

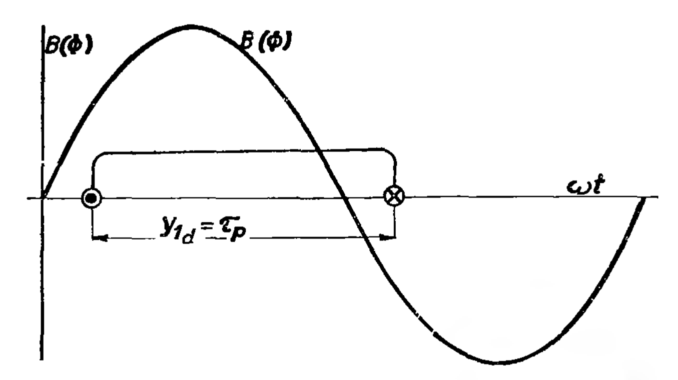


Рис. 4-1. Основная гармоника магнитной индукции.

Мгновенное значение магнитного потока Φ' принимаем равным

$$\Phi' = \Phi \cos \omega t , \tag{4-2}$$

где Φ означает соответствующую амплитуду. Подставляя в (4-1), получим

$$e' = \omega \Phi n_1 \sin \omega t \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-3}$$

При $\omega t = \pi/2$ будет $\sin \omega t = 1$ и электродвижущая сила достигнет своего максимального значения

$$e_m = \omega \Phi n_1 \,.\, 10^{-8} = 2\pi \Phi n_1 f \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-4}$$

Эффективное значение равно

$$e = \frac{e_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi n_1 f \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-5}$$

Тот же результат можно получить с применением верзоров. Мгновенное значение магнитного потока (основной гармоники) мы запишем в виде

$$\Phi' = \Phi \underline{/\omega t} = \Phi e^{j\omega t}.$$

Рис. 4-2. Отставание электродвижущей силы от магнитного потока.

Подставляя в формулу (4-1) получим

$$e' = -j\omega \Phi n_1 \underline{/\omega t} \,.\, 10^{-8} = 2\pi \Phi n_1 f \underline{/\omega t - \frac{\pi}{2}} \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-6}$$

Э. д. с., очевидно, отстает от потока Φ на угол $\pi/2$ (рис. 4-2).

Из уравнения (4-6) для амплитуды электродвижущей силы имеем

$$e_m = \omega \Phi n_1 \,.\, 10^{-8} = 2\pi \Phi n_1 f \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-4'}$$

Выведенные формулы, характеризующие электродвижущую силу, были бы справедливы лишь в случае укладки обмотки фазы в общий паз на полюсное деление ($q = 1$). По разным причинам приходится, однако, располагать обмотку каждой фазы в нескольких пазах и при расчете рассматривать всю полюсно-фазную группу.

Для дальнейших рассуждений принимаем следующие условные обозначения:

l_i — активная длина проводника, расположенного в пазу,
τ_p — полюсное деление,
m — число фаз,
q — число пазов на полюс и фазу,
$Q = mq$ — число пазов на полюс.

Пусть основная гармоника магнитного поля движется в воздушном зазоре с окружной скоростью v в положительном направлении оси x-ов (рис. 4-3). В данный момент пазу *1* соответствует магнитная индукция $B \sin [(vt/\tau_p)\,\pi]$. В пазу — n_1 проводников, в которых индуктируется электродвижущая сила

$$e_1 = B l_i n_1 v \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi\right) .\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,.$$

Положим

$$\frac{vt}{\tau_p}\pi = \frac{\pi}{2}$$

и найдем соответствующую амплитуду

$$e_m = Bl_i n_1 v \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]$$

и

$$e_1 = e_m \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi\right).$$

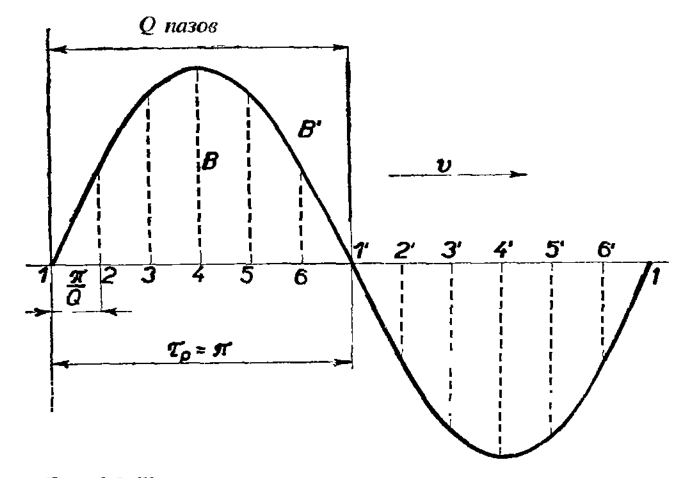


Рис. 4-3. Кривая основной гармоники магнитной индукции.

Отставание по фазе во втором пазу будет равно π/Q. Соответствующая индукция равна

$$B \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi - \frac{\pi}{Q}\right).$$

Ей соответствует электродвижущая сила

$$e_2 = Bl_i n_1 v \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi - \frac{\pi}{Q}\right) 10^{-8},$$

или

$$e_2 = e_m \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi - \frac{\pi}{Q}\right).$$

Для третьего паза отставание по фазе будет равно $2\pi/Q$, чему соответствует индукция

$$B \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi - \frac{2\pi}{Q}\right).$$

Этой индукцией возбуждается э. д. с.

$$e_3 = e_m \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi - \frac{2\pi}{Q}\right).$$

Итак, электродвижущая сила в q-ом пазу

$$e_q = e_m \sin\left(\frac{vt}{\tau_p}\pi - \frac{(q-1)\pi}{Q}\right).$$

Мы видим, что векторы э. д. с. в отдельных пазах не синфазны, а смещены по фазе на

$$\alpha = \frac{\pi}{Q}.$$

Поэтому эти э. д. с. следует складывать геометрически. С этой целью мы вводим в расчет отношение геометрической суммы электродвижущих сил проводников, расположенных в пазах рассматриваемой полюсно-фазной группы, к их алгебраической сумме. Это отношение мы будем называть обмоточным коэффициентом распределения κ_r. Тогда результирующее фазное напряжение определяется путем умножения алгебраической суммы э. д. с. отдельных секций полюсно-фазной группы на обмоточный коэффициент распределения.

В случае полного шага, т. е. $y_{d_1} = Q$, обмоточный коэффициент распределения является в то же время и обмоточным коэффициентом κ. В случае укороченного или удлиненного шага обмотки следует учитывать дополнительное уменьшение результирующей электродвижущей силы полюсно-фазной группы, и поэтому необходимо обмоточный коэффициент распределения умножить еще на шаговый коэффициент κ_k, так что обмоточный коэффициент будет равен $\kappa = \kappa_r\kappa_k$. В дальнейших параграфах приводятся некоторые способы определения обмоточного коэффициента.

Рассмотрим сначала обмотки с полным шагом. Напряжение полюсно-фазной группы для основной гармоники соответствует произведению

$$E' = qe\kappa,$$

где e — эффективное значение электродвижущей силы одной катушки и κ — обмоточный коэффициент. Для определения напряжения всей фазы это уравнение умножается на число пар полюсов p:

$$E = pqe\kappa.$$

Вместо e подставляется выражение (4-5). Тогда фазное напряжение будет

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi pqn_1\kappa f \cdot 10^{-8} \quad [\text{в}]. \tag{4-7}$$

Формулу (4-7) можно упростить, подставляя $pqn_1 = N$, означающему число витков фазы. Тогда эффективное фазное напряжение основной гармоники будет

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi N \kappa f \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]. \tag{4-8}$$

Аналогично, для гармоники ν-ого порядка

$$E_\nu = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_\nu N \kappa_\nu (\nu f) \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}] \tag{4-9}$$

и в единицах МКСА

$$E_\nu = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_\nu N \kappa_\nu (\nu f) \quad [\text{в}].$$

Уравнения (4-8) и (4-9) можно вывести и иначе. Как известно, амплитуда электродвижущей силы, индуктированной в одной стороне катушки, равна

$$e_m = B l_i n_1 v \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]. \tag{4-10}$$

Линейная скорость может быть представлена в виде

$$v = \frac{\pi d n}{60},$$

где d — диаметр якоря, n — число оборотов машины в минуту. Так как частота $f = pn/60$, то число оборотов $n = 60f/p$ и, кроме того, $\pi d = 2p\tau_p$, так что

$$v = \frac{\pi d n}{60} = 2\tau_p f.$$

После подстановки этой величины в уравнение (4-10) амплитуда э. д. с. одной стороны катушки может быть записана следующим образом:

$$e_m = 2 B l_i \tau_p f n_1 \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]. \tag{4-10'}$$

Во всей катушке

$$2e_m = 4 B l_i \tau_p f n_1 \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]. \tag{4-11}$$

Так как магнитный поток распределяется синусоидально, то $B = \frac{1}{2}\pi(\Phi/l_i\tau_p)$, а после подстановки в уравнение (4-11) получим амплитуду э. д. с. одной катушки

$$2e_m = 2\pi \Phi f n_1 \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}].$$

Эффективное значение этого напряжения равно

$$\frac{2e_m}{\sqrt{2}} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi f n_1 \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}].$$

В случае однослойной обмотки имеется в одной фазе (pq) катушек. Обмоточ-

ный коэффициент равен κ и число витков в одной фазе $N = pqn_1$. Тогда эффективное фазное напряжение для основной гармоники будет равно

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi N \kappa f \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-8'}$$

Аналогично определяется фазное напряжение для ν-той гармоники:

$$E_\nu = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi_\nu N \kappa_\nu (\nu f) \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-9'}$$

Другой метод определения фазного напряжения основан на применении верзоров. Согласно уравнению (4-6) мгновенная электродвижущая сила одной катушки

$$e = -\mathrm{j}\omega\Phi n_1 \underline{/\omega t} \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,.$$

Ее амплитуда

$$e_m = \omega \Phi n_1 \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]\,.$$

Уравнение (4-6) можно упростить:

$$e_1 = -\mathrm{j} e_m \underline{/\omega t} \quad [\text{в}]\,. \tag{4-6'}$$

Смежная катушка, включенная последовательно, в магнитном поле сдвинута на угол $+\pi/Q$ в направлении вращения; максимум магнитного потока по отношению к этой катушке отстает во времени:

$$\Phi' = \Phi \underline{/\omega t - \frac{\pi}{Q}}\,.$$

Поэтому мгновенная электродвижущая сила во второй катушке будет

$$e_2 = -\mathrm{j} e_m \underline{/\omega t - \frac{\pi}{Q}} \quad [\text{в}]\,.$$

Третья катушка смещена в пространстве по отношению к первой на угол $2\pi/Q$. Соответствующая мгновенная электродвижущая сила

$$e = -\mathrm{j} e_m \underline{/\omega t - \frac{2\pi}{Q}} \quad [\text{в}]\,.$$

Аналогично, q-тая катушка смещена по фазе на $(q-1)\,\pi/Q$. Мгновенная индуктированная электродвижушая сила

$$e = -\mathrm{j} e_m \underline{/\omega t - (q-1)\frac{\pi}{Q}}\,.$$

Результирующая мгновенная э. д. с. полюсно-фазной группы получается в виде геометрической суммы

$$e = e_1 + e_2 + e_3 + \ldots + e_q\,,$$

что после подстановки дает

$$e = -\mathrm{j}e_m\left[1 + \underline{/-\frac{\pi}{Q}} + \underline{/-\frac{2\pi}{Q}} + \ldots + \underline{/-(q-1)\frac{\pi}{Q}}\right]\underline{/\omega t}. \qquad (4\text{-}12)$$

Выражение в скобках — геометрическая прогрессия со знаменателем $\underline{/-\pi/Q}$. Положим

$$\underline{/-\frac{\pi}{Q}} = x,$$

тогда сумма геометрической прогрессии в скобках будет равна

$$[1 + x + x^2 + \ldots + x^{q-1}] = \frac{x^q - 1}{x - 1} = \frac{\underline{/-\frac{\pi}{Q}q} - 1}{\underline{/-\frac{\pi}{Q}} - 1}.$$

После подстановки в уравнение (4-12)

$$e = -\mathrm{j}e_m\frac{\underline{/-\frac{\pi}{Q}q} - 1}{\underline{/-\frac{\pi}{Q}} - 1}\underline{/\omega t}. \qquad (4\text{-}13)$$

Вынося за скобку в числителе дроби величину $\underline{/-q\pi/2Q}$ и в знаменателе величину $\underline{/-\pi/2Q}$, получим

$$e = -\mathrm{j}e_m\underline{/-\frac{\pi}{2Q}(q-1)}\left(\underline{/-\frac{q\pi}{2Q}} - \underline{/\frac{q\pi}{2Q}}\right) : \left(\underline{/-\frac{\pi}{2Q}} - \underline{/\frac{\pi}{2Q}}\right). \qquad (4\text{-}14)$$

Разность верзоров в числителе равна

$$\underline{/-\frac{q\pi}{2Q}} - \underline{/\frac{q\pi}{2Q}} = -2\mathrm{j}\sin\frac{q\pi}{2Q}$$

и в знаменателе

$$\underline{/-\frac{\pi}{2Q}} - \underline{/\frac{\pi}{2Q}} = -2\mathrm{j}\sin\frac{\pi}{2Q}.$$

Введем эти величины в уравнение (4-14) и умножим числителя и знаменателя дроби на величину q, характеризующую число пазов на полюс и фазу. Тогда мгновенное значение напряжения полюсно-фазной группы на одну пару полюсов будет равно

$$e = -\mathrm{j}qe_m\underline{/-\frac{\pi}{Q}(q-1)}\left[\sin\frac{q\pi}{2Q} : q\sin\frac{\pi}{2Q}\right]\underline{/\omega t}. \qquad (4\text{-}15)$$

Дробь

$$\kappa_r = \sin\frac{q\pi}{2Q} : q\sin\frac{\pi}{2Q}, \tag{4-16}$$

представляет обмоточный коэффициент распределения для основной гармоники, а верзор $\underline{/-\pi(q-1)/Q}$ определяет положение результирующей э. д. с. полюсно-фазной группы по отношению к вектору э. д. с. первой катушки.

Амплитуда электродвижущей силы полюсно-фазной группы на пару полюсов согласно уравнению (4-15) будет

$$E'_m = qe_m\kappa,$$

если ввести вместо обмоточного коэффициента распределения κ_r общий обмоточный коэффициент κ.

После замены e_m соответствующим значением из (4-4′) получим

$$E'_m = \omega\Phi qn_1 \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}].$$

В результате умножения этого уравнения на число пар полюсов p, принимая $\omega = 2\pi f$ и полагая, что число витков в одной фазе $N = pqn_1$, получим амплитуду фазного напряжения

$$E_m = 2\pi\Phi N\kappa f \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}],$$

эффективное значение которой

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\Phi N\kappa f \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]. \tag{4-8′}$$

Аналогично можно вывести выражение для электродвижущей силы и для обмоточного коэффициента распределения для высших гармоник при помощи верзоров.

5. ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ

а) ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ

Приведем примеры определения обмоточного коэффициента распределения. Пусть обмотка имеет $q = 3$, $m = 3$, $Q = mq = 9$ и полный шаг. Векторы $\overline{01}$, $\overline{12}$, $\overline{23}$ на рис. 5-1 соответствуют электродвижущим силам отдельных пазов. Их абсолютная величина одинакова, но они смещены друг относительно друга на пазовый угол $\alpha = \pi/Q$, выраженный в электрических радианах. Их концевые точки лежат на общей окружности, центр которой — S. Центральные углы,

соответствующие отдельным векторам пазовой э. д. с., равны также π/Q, и, следовательно, центральный угол полюснофазной группы будет $q\pi/Q$. Согласно рис. 5-1 обмоточный коэффициент распределения κ_r дается отношением

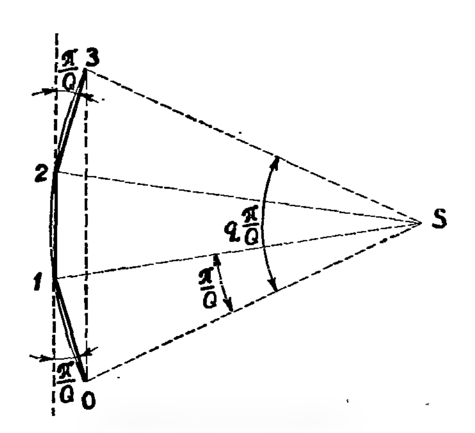


Рис. 5-1. Определение обмоточного коэффициента распределения.

$$\kappa_r = \frac{\overline{03}}{\overline{01} + \overline{12} + \overline{23}}. \tag{5-1}$$

Поскольку число пазов на полюс и фазу q будет целым числом и обмотка будет иметь полный шаг, в каждом пазу будут расположены проводники только одной фазы. В таком случае векторы $\overline{01}$, $\overline{12}$, $\overline{13}$ имеют равные амплитуды и их начальные и концевые точки лежат на описанной окружности.

Однако, в случае дробного q, или в случае неполного шага обмотки, в некоторых пазах будут расположены проводники различных фаз. В результате, электродвижущие силы, индуктированные в отдельных пазах одного фазного участка не будут равновелики, и начальные и концевые точки *0*, *1*, *2*, *3* векторов пазовых напряжений не будут располагаться на общей окружности. Рассмотрим оба этих случая.

а) Обмоточный коэффициент распределения обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу

Рассмотрим сначала приведенный выше случай, когда число пазов на полюс и фазу q равняется целому числу. Согласно рис. 5-1, длины векторов, характеризующих электродвижущие силы отдельных пазов, одинаковы и равны

$$\overline{01} = \overline{12} = \overline{23} = 2\sin\frac{\alpha}{2} = 2\sin\left(\frac{1}{2}\frac{\pi}{Q}\right).$$

Результирующая э. д. с. полюсно-фазной группы

$$\overline{03} = 2\sin\left(q\frac{\alpha}{2}\right) = 2\sin\left(\frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}\right).$$

Согласно уравнению (5-1) обмоточный коэффициент распределения для основной гармоники обмотки для целого числа q

$$\kappa_r = \sin\left(q\frac{\alpha}{2}\right) : q\sin\frac{\alpha}{2}, \tag{5-2}$$

или

$$\kappa_r = \sin\left(\frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}\right) : \left[q \sin\left(\frac{1}{Q}\frac{\pi}{2}\right)\right]. \tag{5-2'}$$

Эта формула совпадает с формулой (4-16). Для трехфазной обмотки, где $Q = mq = 3q$, уравнение (5-2) упрощается и приобретает вид

$$\kappa_r = \sin 30° : q \sin \frac{30°}{q} = 1 : 2q \sin \frac{30°}{q}. \tag{5-2''}$$

В нашем случае, где $q = 3$, имеем $\kappa_r = 1/6 \sin 10° = 0,96$. Для ν-ой гармоники все углы необходимо умножить на порядковый номер ν. Поэтому обмоточный коэффициент распределения выражается в виде

$$\kappa_{r_\nu} = \sin\left(\nu q \frac{\alpha}{2}\right) : q \sin\left(\nu \frac{\alpha}{2}\right), \tag{5-3}$$

или

$$\kappa_{r_\nu} = \sin\left(\nu \frac{q}{Q}\frac{\pi}{2}\right) : q \sin\left(\frac{\nu}{Q}\frac{\pi}{2}\right). \tag{5-3'}$$

Для трехфазной обмотки эта формула упрощается:

$$\kappa_{r_\nu} = \sin(\nu \,.\, 30°) : q \sin\left(\nu \frac{30°}{q}\right). \tag{5-3''}$$

После подстановки

$$\nu = 6nq \pm x,$$

где $n = 0, 1, 2, 3, \ldots$ и x — нечетное число, получим

$$\kappa_r = \sin(180°nq \pm 30°x) : \left[q \sin\left(180°n \pm \frac{30°x}{q}\right)\right].$$

Для синуса суммы углов получим

$$\kappa_r = \sin(180°nq)\cos 30°x \pm \cos(180°nq)\sin 30°x : q \,.$$
$$. \left[\sin(180°n)\cos\frac{30°x}{q} \pm \cos(180°n)\sin\frac{30°x}{q}\right]$$

и после преобразования

$$\kappa_r = \pm \sin(30°x) : q \sin\frac{30°x}{q}.$$

Отсюда видно, что обмоточный коэффициент распределения тот же, что и для x-ой гармоники. Поэтому все гармоники порядка $\nu = 6nq \pm 1$ будут иметь тот же обмоточный коэффициент распределения, что и основная гармоника.

β) Обмоточный коэффициент распределения обмотки с бесконечно большим числом пазов на полюс и фазу

В случае значительного числа пазов на полюс и фазу, обмоточный коэффициент распределения по рис. 5-2 можно выразить в виде отношения

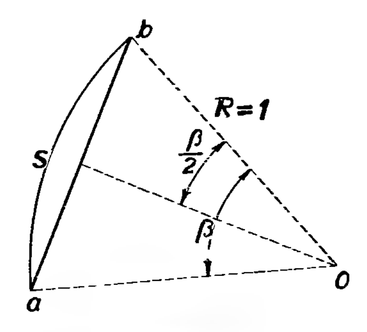


Рис. 5-2. Определение обмоточного коэффициента распределения обмотки с $q = \infty$:

$$\kappa_r = \frac{\text{длина хорды}}{\text{длина дуги}} = \frac{\overline{ab}}{\widehat{ab}}.$$

Центральный угол равен

$$\beta = \pi \frac{S}{\tau_p} = \frac{180°}{m},$$

где m — число фаз и S — длина дуги, равная ширине зоны одной фазы.

Выразим хорду в виде

$$\overline{ab} = 2 \sin \frac{\beta}{2} = 2 \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{S}{\tau_p}\right)$$

и подставим в формулу для κ_r:

$$\kappa_r = \sin \left(\frac{\pi}{2} \frac{S}{\tau_p}\right) : \left(\frac{\pi}{2} \frac{S}{\tau_p}\right). \tag{5-4}$$

Для $S/\tau_p = \frac{1}{3}$ обмоточный коэффициент распределения будет $\kappa_r = 3/\pi = 0{,}955$. Для ν-ой гармоники

$$\kappa_r = \sin \left(\nu \frac{\pi}{2} \frac{S}{\tau_p}\right) : \left(\nu \frac{\pi}{2} \frac{S}{\tau_p}\right). \tag{5-4'}$$

γ) Обмоточный коэффициент распределения обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу

Для расчета обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу можно применить соотношение (5-2), если вместо дробного числа пазов на полюс и фазу подставить эквивалентное целое число пазов. Число пазов на полюс и фазу обмотки с дробным числом в общем виде можно представить в виде

$$q = \frac{q_0}{c},$$

где q_0, c — целые числа, не имеющие общего делителя. Общее число пазов в машине равно

$$N_d = 2pmq,$$

что после подстановки вместо q приведенной выше дроби дает

$$N_d = 2pm\frac{q_0}{c}.$$

При $p = c$ число пазов будет

$$N_d = 2mq_0,$$

т. е. обмотка имеет q_0 пазов в фазе на каждых c полюсов, т. е. она эквивалентна обмотке, у которой число пазов на полюс и фазу равно целому числу

$$q_0 = cq.$$

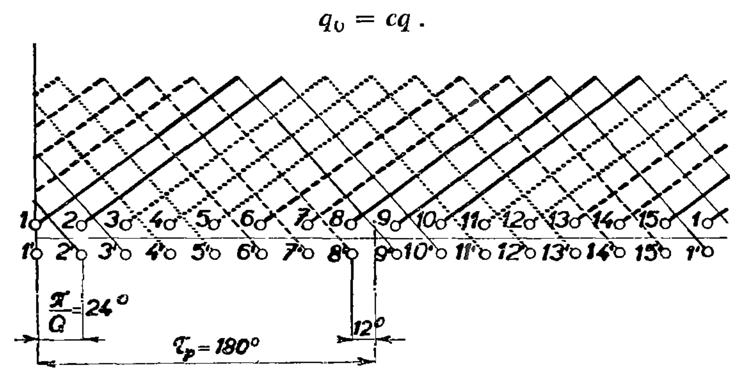


Рис. 5-3. Схема трехфазной двухслойной обмотки; $p = 1$, $m = 3$, $q = 2{,}5$, $N_d = 15$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = 8$.

Из формулы (5-3) следует обмоточный коэффициент распределения обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу

$$\kappa_r = \sin\left(\nu\frac{\pi}{2m}\right) : cq\sin\left(\nu\frac{\pi}{2mcq}\right). \quad (5\text{-}5)$$

Здесь q — дробное число пазов на полюс и фазу и c равно знаменателю дроби q_0/c.

Для основной гармоники трехфазной обмотки мы получим:

$$\kappa_r = \sin 30^\circ : cq\sin\frac{30^\circ}{cq} = 1 : 2cq\sin\frac{30^\circ}{cq}. \quad (5\text{-}6)$$

Например, для $q = 2\frac{1}{2} = \frac{5}{2}$ обмоточный коэффициент распределения будет

$$\kappa_r = 1 : \left(2 \cdot 2 \cdot 2{,}5\sin\frac{30^\circ}{2 \cdot 2{,}5}\right) = \frac{1}{10\sin 6^\circ} = \frac{1}{1{,}0453} = 0{,}9566.$$

Обмоточный коэффициент распределения можно определить также графическим путем. Рассмотрим двухслойную петлевую обмотку, показанную на рис. 5-3. Данные для этой обмотки:

$$p = 1, \quad m = 3, \quad q = 2{,}5, \quad N_d = 15.$$

Полюсное деление

$$Q = \frac{N_d}{2p} = 7{,}5 \text{ паза},$$

причем мы задаемся пазовым шагом, удлиненным на половину пазового деления, т. е. $y_{d_1} = 8$.

В пазах в обоих слоях расположены как проводники той же фазы, так и проводники разных фаз. Чтобы определить обмоточный коэффициент распределения, э. д. с. $n_1/2$ проводников одного слоя в пазу представим в виде определенного единичного вектора. Например, рассматривая фазу X согласно схеме обмотки (рис. 5-3), мы вычертим на рис. 5-4 в любом масштабе векторы $\overline{01} = \overline{11'}$, представляющие э. д. с. верхнего и нижнего слоев в первом пазу. К этим векторам прибавим под фазным углом $\alpha = \pi/Q = 24°$ два последующих вектора $\overline{1'2} = \overline{22'}$, соответствующие э. д. с. второго паза. Вектор э. д. с. третьего паза также повернут на угол $\alpha = \pi/Q = 24°$ по отношению к вектору второго паза, причем в третьем пазу учитывается только половина проводников паза фазы X. Этим проводникам соответствует вектор $\overline{2'3'}$. Мы определили таким образом результирующую э. д. с. фазы X под одним полюсом. Аналогично можно поступать и для другого полюса: для этого отложим под углом $\alpha/2 = 12°$ в отрицательном направлении вектор э. д. с., соответствующий половине проводников паза *8*, к нему прибавим под углом $\alpha = 24°$ векторы $\overline{89}$ и $\overline{99'}$ и под этим же углом векторы $\overline{9'10}$ и $\overline{10\,10'}$. Соединение точек $3'-10'$ дает результирующую э. д. с. фазы X. Тогда обмоточный коэффициент распределения обмотки для основной гармоники соответствует

$$\kappa_r = \frac{\overline{3'10'}}{10} = 0{,}951.$$

Так как при графическом построении обмоточного коэффициента распределения мы рассматривали одновременно нижний и верхний слой паза, то таким образом получим непосредственно обмоточный коэффициент. Аналогично можно определить и обмоточный коэффициент для высших гармоник, причем вместо пазового угла учитывается угол $\nu\alpha$. Например, для пятой гармоники получился бы угол $5\alpha = 120°$, или $5\alpha/2 = 60°$.

Для графического определения обмоточного коэффициента можно также применить звезду векторов. На приведенном выше примере звезда векторов имеет

$$P = \frac{N_d}{p} = 15 \text{ лучей (см. рис. 5-5б)}.$$

Угол между двумя смежными лучами

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{15} = 24°$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{15}\,1 = 24^\circ = \alpha' \,.$$

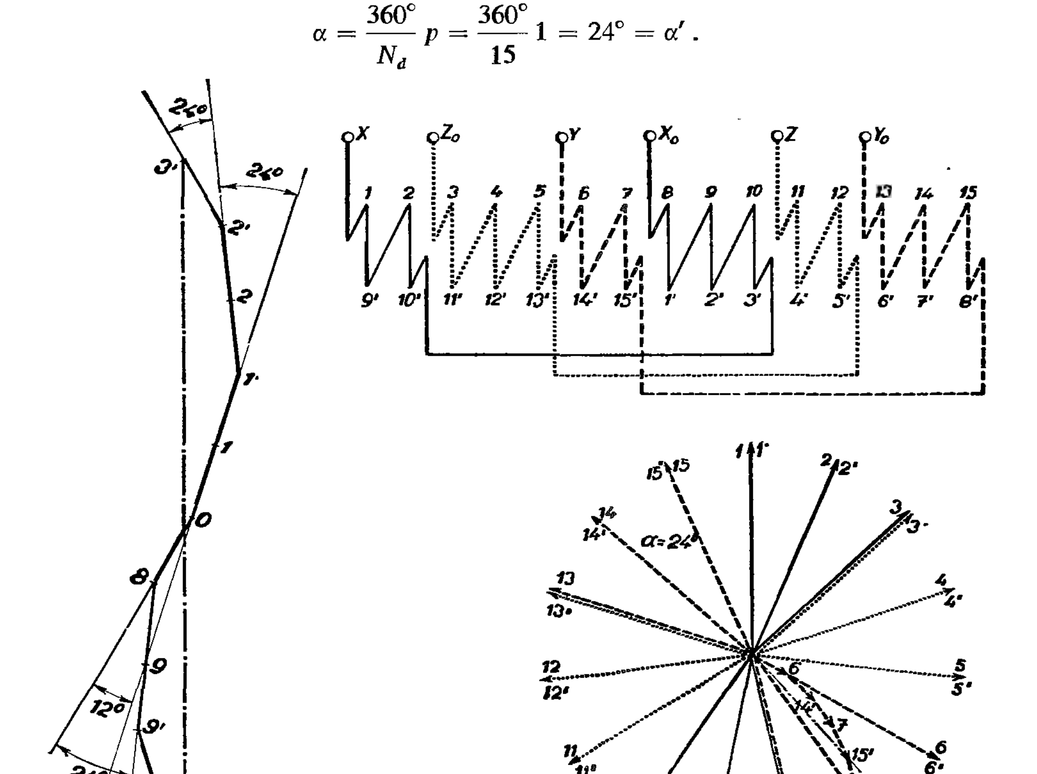


Рис. 5-4. Графический способ определения обмоточного коэффициента.

Рис. 5-5. Определение обмоточного коэффициента при помощи звезды векторов.

Пользуясь вспомогательной схемой обмотки (рис. 5-5а) мы геометрически складываем э. д. с. отдельных сторон секций, характеризуемые лучами звезды, и соответствующие определенной фазе, например *Y*, причем предположим, что векторы $\overline{06} = \overline{6\,14'} = \overline{14'7} = \ldots$ равны единице. При этом необходимо иметь в виду, что векторы *13*, *14*, *15*, *14'*, *15'* соответствуют задним сторонам, и поэтому при геометрическом сложении (рис. 5-5б) следует их повернуть на 180°. Обмоточный коэффициент основной гармоники будет

$$\kappa = \frac{\overline{0\,13}}{10} = 0{,}951 \,.$$

В дальнейших параграфах приводятся еще другие способы определения обмоточного коэффициента.

б) ШАГОВЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ

В случае полного шага, т. е. $y_{d_1} = Q$, обмоточный коэффициент распределения совпадает с обмоточным коэффициентом. Для получения обмоточного коэффициента в случае укороченного или удлиненного шага, т. е. $y_{d_1} \gtrless Q$, обмоточный коэффициент распределения следует еще умножить на шаговый коэффициент.

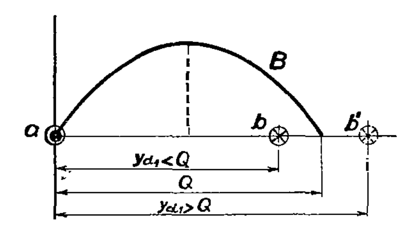


Рис. 5-6. Влияние укороченного шага.

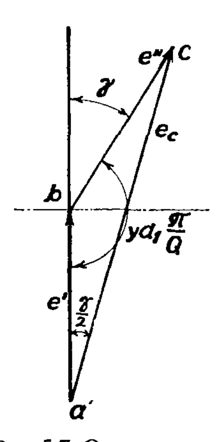


Рис. 5-7. Определение коэффициента укороченного шага.

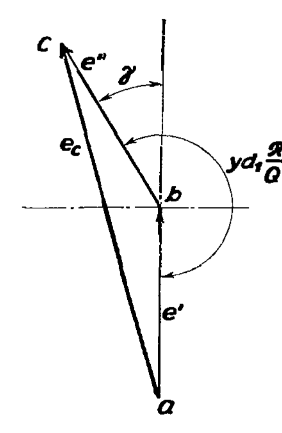


Рис. 5-8. Определение коэффициента удлиненного шага.

Укорачивание шага имеет, однако, тот недостаток, что оно приводит к уменьшению э. д. с., индуктированной в обмотке; вместе с тем оно обладает и различными преимуществами. Одним из таких преимуществ обмотки с целесообразно укороченным шагом является возможность исключения или подавления нежелательных э. д. с. высших гармоник. Тоже самое можно сделать и для магнитных напряжений обмотки. В результате укорочения шага расход меди в обмотке сокращается и потери уменьшаются. Укорочение шага благоприятно отражается и на магнитном рассеянии. При укороченных лобовых частях катушек приведенное магнитное рассеяние уменьшается; аналогично обстоит дело и в пазах двухслойных обмоток. В результате общее реактивное сопротивление машины уменьшается, что особенно благоприятно проявляется у асинхронных двигателей.

В случае укороченного или удлиненного шага (рис. 5-6) э. д. с. передних и задних сторон секций не имеют той же фазы, как в случае полного шага, так что алгебраически складывать их нельзя. Для получения напряжения катушек следует применять геометрическое сложение. Рассмотрим сначала обмотку с укороченным шагом и обозначим напряжение передней стороны катушки через e' и напряжение задней стороны катушки через e'', причем $|e'| = |e''| = |e|$. Шаго-

вый коэффициент дается отношением геометрической суммы напряжений сторон катушек к арифметической сумме. Согласно рис. 5-7 результирующее напряжение катушки соответствует

$$e_c = 2e \sin \frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2},$$

а так как арифметическая сумма напряжений сторон катушек равна $e_c' = 2e$, то шаговый коэффициент для основной гармоники равен

$$\kappa_k = \frac{\dot{e}_c}{e_c'} = 2e \sin\left(\frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2}\right) : 2e = \sin\left(\frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2}\right).$$

Для гармоники ν-ого порядка

$$\kappa_{k_\nu} = \sin\left(\nu \frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2}\right). \tag{5-7}$$

Аналогичный результат получается в случае удлиненного шага, так как согласно рис. 5-8, напряжение катушки будет

$$e_c = 2e \sin\left(\pi - \frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2}\right) = -2e \sin\left(\frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2}\right)$$

и, следовательно, шаговый коэффициент

$$\kappa_k = \sin\left(\frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2}\right).$$

Шаговый коэффициент можно также выразить при помощи дополнительного угла γ, соответствующего укорочению (рис. 5-7):

$$\kappa_k = 2 \cos \frac{\gamma}{2} : 2 = \cos \frac{\gamma}{2}, \tag{5-8}$$

или для ν-той гармоники

$$\kappa_{k_\nu} = \cos\left(\nu \frac{\gamma}{2}\right). \tag{5-8'}$$

Для гармоники порядка $\nu = 6nq \pm 1$, где $n = 0, 1, 2, 3, \ldots$ получается тот же шаговый коэффициент, как и для основной гармоники.

Если известны обмоточный коэффициент распределения κ_r и шаговый коэффициент κ_k, то можно определить обмоточный коэффициент

$$\kappa_\nu = \kappa_{r_\nu} \kappa_{k_\nu} = \left[\sin\left(\nu q \frac{\alpha}{2}\right) : q \sin\left(\nu \frac{\alpha}{2}\right)\right] \sin\left(\nu \frac{y_{d_1}}{Q} \frac{\pi}{2}\right).$$

Если же дано укорочение шага γ, то имеем

$$\kappa_\nu = \left[\sin\left(\nu \frac{q}{Q} \frac{\pi}{2}\right) : q \sin\left(\frac{\nu}{Q} \frac{\pi}{2}\right)\right] \cos\left(\nu \frac{\gamma}{2}\right).$$

в) Исключение высших гармоник при помощи укорочения шага

Если требуется, чтобы определенная гармоника в обмотке исчезла, то необходимо обеспечить равенство ее обмоточного коэффициента нулю. Это достигается путем приравнивания обмоточного коэффициента распределения или шагового коэффициента к нулю. Для равенства шагового коэффициента нулю

$$\kappa_{k_\nu} = \sin\left(\nu \frac{y_{d_1}}{Q}\frac{\pi}{2}\right) = 0$$

необходимо, чтобы

$$\left(\nu \frac{y_{d_1}}{Q}\frac{\pi}{2}\right) = 2n\frac{\pi}{2},$$

где $2n$ — четное целое число. У симметричных обмоток четные гармоники не встречаются, здесь обычно требуется исключить некоторые из нечетных гармоник. Для исчезновения ν-той гармоники нечетного порядка следует принять

$$\nu \frac{y_{d_1}}{Q}\frac{\pi}{2} = (\nu \mp 1)\frac{\pi}{2},$$

откуда следует

$$y_{d_1} = \frac{1}{\nu}(\nu \mp 1)\,Q,$$

или

$$y_{d_1} = \left(1 \pm \frac{1}{\nu}\right)Q. \tag{5-9}$$

Отрицательный знак здесь относится к укороченному шагу, а положительный знак — к удлиненному. У трехфазных обмоток, соединенных в звезду, третья гармоника и гармоники, кратные этой гармонике (9,15 и т. д.) исчезают. Для исключения пятой гармоники нам следует принять согласно (5-9) либо укороченный шаг:

$$y_{d_1} = \left(1 - \frac{1}{\nu}\right)Q = \left(1 - \tfrac{1}{5}\right)Q = \tfrac{4}{5}Q,$$

либо удлиненный шаг

$$y'_{d_1} = \left(1 + \frac{1}{\nu}\right)Q = \tfrac{6}{5}Q.$$

Аналогично, седьмую гармонику можно исключить, принимая укороченный шаг

$$y_{d_1} = \left(1 - \tfrac{1}{7}\right)Q = \tfrac{6}{7}Q,$$

или удлиненный шаг

$$y'_{d_1} = \left(1 + \tfrac{1}{7}\right)Q = \tfrac{8}{7}Q.$$

г) Обмоточные коэффициенты для целого числа пазов на полюс и фазу

Коэффициент распределения κ_q

Число пазов на полюс и фазу q					2	3	4	5	6	$\frac{S}{\tau_p} = \frac{1}{3}$	$\frac{S}{\tau_p} = \frac{2}{3}$
трехфазная	обмотки	коэффициент распределения для гармоники порядка ν =	1	κ_1	0,966	0,959	0,958	0,957	0,956	0,956	0,827
			3	κ_3	0,707	0,667	0,653	0,647	0,642	0,637	0
			5	κ_5	0,259	0,217	0,205	0,200	0,197	0,191	−0,165
			7	κ_7	−0,259	−0,177	−0,157	−0,150	0,145	0,137	0,119
двухфазная			1	κ_1	0,924	0,910	0,906	0,904	0,903	$\frac{S}{\tau_p} = \frac{1}{2}$	0,900
			3	κ_3	0,383	0,333	0,318	0,312	0,309		0,300
			5	κ_5	−0,383	0,244	−0,213	−0,200	−0,194		−0,180
			7	κ_7	−0,924	0,244	−0,181	−0,159	−0,149		−0,129

Число пазов Q				6	7	8	9	12	15	$\frac{S}{\tau_p} = 0{,}6$	$\frac{S}{\tau_p} = 0{,}7$
число обмотаных пазов на полюс				4	5	6	8	9	10		
однофазная обмотка	коэффициент распределения для гармоники порядка ν =	1	κ_1	0,836	0,810	0,789	0,831	0,829	0,828	0,857	0,810
		3	κ_3	0	0,071	−0,115	0	0	0	0,109	−0,040
		5	κ_5	−0,224	0,138	−0,077	−0,188	−0,178	−0,173	0,212	−0,129
		7	κ_7	0,224	0,200	0,157	0,154	0,136	0,129	0,047	0,128

Коэффициенты шага κ_k

$\frac{y_{d1}}{Q} =$			$\frac{180°}{180°} = 1$	$\frac{170°}{180°} = 0{,}94$	$\frac{160°}{180°} = 0{,}88$	$\frac{150°}{180°} = 0{,}83$	$\frac{140°}{180°} = 0{,}78$	$\frac{130°}{180°} = 0{,}72$	$\frac{120°}{180°} = 0{,}67$
Коэффициент шага для ν =	1	κ_1	1,000	0,996	0,985	0,966	0,940	0,906	0,866
	3	κ_3	−1,000	0,996	−0,866	−0,707	−0,500	−0,259	0
	5	κ_5	1,000	0,906	0,643	0,259	−0,174	−0,574	−0,866
	7	κ_7	−1,000	−0,819	−0,342	−0,259	0,766	−0,996	−0,866

Обмоточный коэффициент: $\kappa = \kappa_q \kappa_k$,
$Q = mq$ — число пазов на полюс,
S — длина дуги равняется ширине зоны одной фазы.

Б. Типы обмоток машин переменного тока и их исследование

6. КЛАССИФИКАЦИЯ ОБМОТОК

Обмотки переменного тока выполняются либо в виде однослойных, у которых в каждом пазу помещена одна сторона катушки и, следовательно, число катушек обмотки равняется половине числа пазов, либо в виде двухслойных, с двумя сторонами катушек в каждом пазу; в этом случае число катушек равняется числу пазов.

Однослойные обмотки состоят либо из концентрических катушечных групп, либо из катушек с одинаковым шагом. В обоих случаях число катушек может быть равно либо числу полюсов, либо числу пар полюсов. Обмотки выполняются также в виде обмотки распределенной или разрезной с одинаковыми катушками, подобными обмоткам постоянного тока.

К однослойным обмоткам можно отнести также и короткозамкнутые обмотки, которые применяются в роторах асинхронных двигателей, успокоительные обмотки у синхронных машин и т. д.

Двухслойные обмотки выполняются преимущественно в виде распределенных обмоток с катушками с одинаковым шагом и реже — в виде концентрических обмоток.

Распределенные обмотки выполняются либо в виде открытых (разрезных) обмоток, которые применяются, например, у асинхронных и синхронных машин, либо в виде замкнутых (неразрезных), выполненных подобным образом, как и обмотки якорей у машин постоянного тока, которые применяются у коллекторных машин переменного тока, одноякорных преобразователей и т. д.

7. ОСНОВНЫЕ СОЕДИНЕНИЯ ОБМОТОК

а) ОДНОСЛОЙНЫЕ ОБМОТКИ

α) Концентрические групповые обмотки

Мы постараемся на простом примере познакомиться с основными обмотками и соединением их катушек. Для наглядности будем изображать обмотку только для одной фазы. В одном пазу подразумевается один или несколько

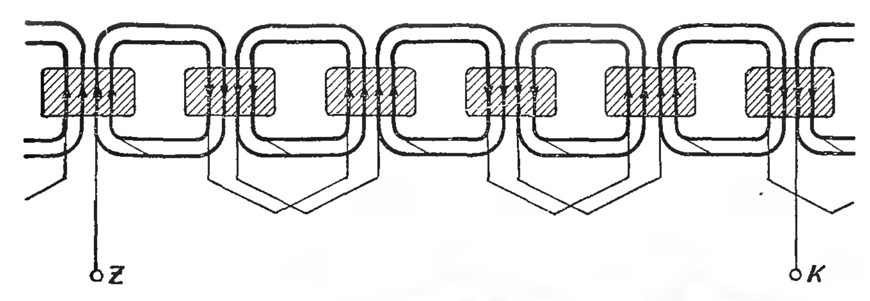


Рис. 7-1. Групповая обмотка с числом концентрических катушек, равным числу полюсов, с петлевым соединением групп; $p = 3$, $q = 4$, многовитковые катушки.

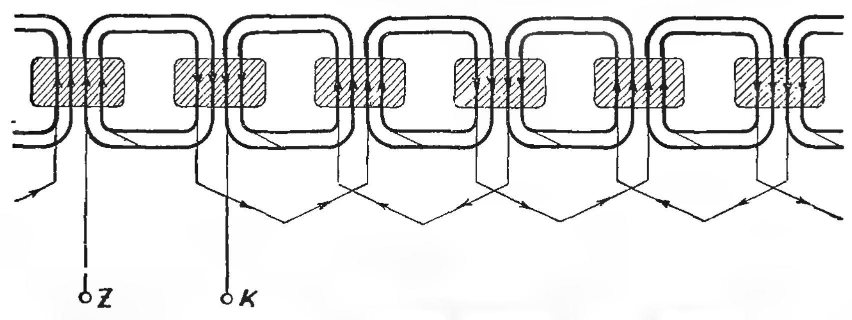


Рис. 7-2. Групповая обмотка с числом концентрических катушек, равным числу полюсов, с волновым соединением групп; $p = 3$, $q = 4$, многовитковые катушки.



Рис. 7-3. Шаблон для намотки концентрических катушек (МЕЗ — Френштат, н. п.).



Рис. 7-4. Группа четырех катушек ($q = 4$) после снятия с шаблона (МЕЗ — Френштат, н. п.).

проводников, соединенных в серии и составляющих активную сторону катушки. Возьмем шестиполюсную машину ($2p = 6$) с четырьмя пазами $q = 4$ на полюс и фазу. Обмотка с числом катушечных групп, равным числу полюсов, получится, если мы соединим $q/2$ активных сторон катушек под одним полюсом с $q/2$ сторонами катушек под соседними полюсами. Число групп катушек в одной фазе будет равняться числу полюсов; в нашем случае шести (рис. 7-1 и 7-2). Для облегчения соединения групп катушек обозначим электродвижущие силы, индуктируемые в сторонах катушек, стрелками, направление которых чередуется под отдельными полюсами.

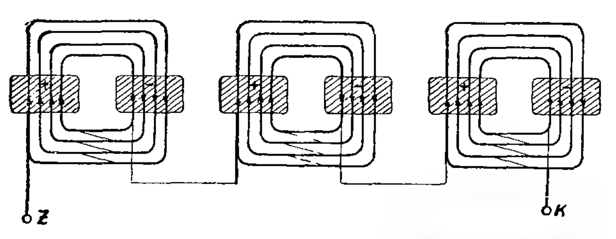


Рис. 7-5. Концентрическая обмотка с последовательно соединенными группами катушек, с числом катушек, равным числу пар полюсов, $p = 3$, $q = 4$, многовитковые катушки.

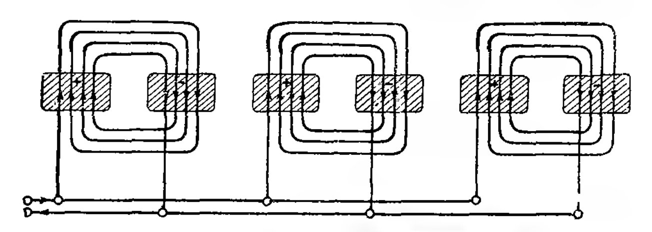


Рис. 7-6. Концентрическая обмотка с параллельно соединенными группами катушек, с числом катушек, равным числу пар полюсов, $p = 3$, $q = 4$, одновитковые катушки.

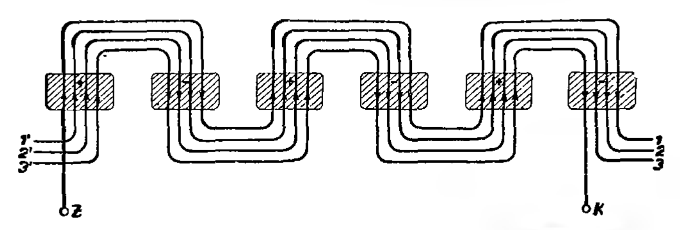


Рис. 7-7. Стержневая обмотка с числом концентрических катушек, равным числу пар полюсов, $p = 3, q = 4$.

Обмотки часто выполняются таким образом, что две или несколько концентрических катушек прямоугольной формы, с числом катушек, равным числу полюсов, или же числу пар полюсов, наматываются на общий ступенчатый шаблон и потом готовые группы катушек вкладываются в пазы якоря. Фото-

графия такого шаблона для группы четырех концентрических катушек показана на рис. 7-3. Форма снятых с шаблона катушек показана на фотографии рис. 7-4.

Соединения отдельных полюсных групп осуществляется различными способами. На рис. 7-1 показано петлевое соединение катушек, а на рис. 7-2 — волновое. При петлевом соединении конец одной группы катушек попеременно соединяется с концом соседней группы и начало одной группы с началом другой. При волновом соединении конец первой группы соединяется через одну группу, т. е. с началом третьей; вследствие этого образуются две ветви, которые соединятся последовательно. Лобовые соединения каждой фазы у этих обмоток располагаются, как правило, в одной плоскости. Например, лобовые соединения трехфазной обмотки располагаются в трех плоскостях.



Рис. 7-8. Стержневая концентрическая обмотка (ББК).

У обмоток с числом катушечных групп, равным числу пар полюсов, активные стороны катушек под одним полюсом соединяются с активными сторонами соседнего полюса, как показано на рис. 7-5 и 7-6. Обмотка в таком случае состоит из числа катушечных групп, соответствующих числу пар полюсов маши-

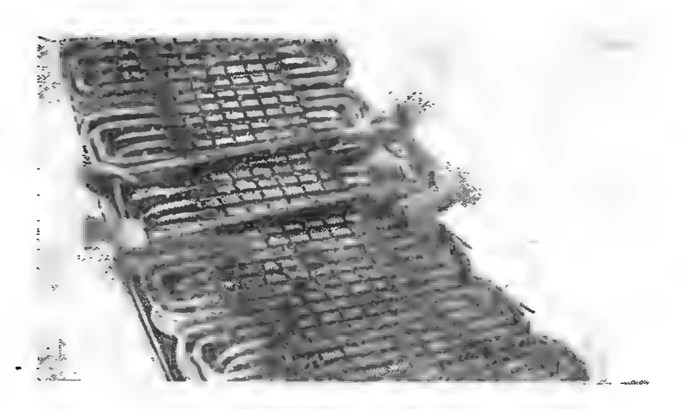


Рис. 7-9. Укладка шаблонных концентрических катушек в открытые пазы ((ББК).

ны. При изготовлении такой обмотки концентрические катушки обычно наматываются на общий шаблон и потом, в готовом и изолированном виде, вкладываются в пазы якоря. Группы катушек с числом катушек, равным числу пар полюсов, можно затем соединять либо последовательно по рис. 7-5, либо параллельно по рис. 7-6. У последовательной стержневой обмотки по рис. 7-7 групповых соединений вообще нет. На рис. 7-8 приведена фотография такой обмотки фирмы Браун-Бовери. Некоторые обмотки, с числом катушечных групп, равным числу пар полюсов, имеют то преимущество, что дают возможность легко выполнить разъемный статор, что имеет большое значение, особенно при транспортировке тяжелых крупных машин. С другой стороны, такие обмотки имеют и много недостатков. Лобовые части у них сравнительно длинны, что увеличивает потери в меди. Кроме того в лобовых частях образуются большие магнитные рассеяния и, вследствие этого, увеличенные добавочные потери в лобовых пространствах и опасные силы короткого замыкания у крупных машин. Поскольку эти обмотки не являются вполне симметричными, они, например у асинхронных машин, могут способствовать возникновению эллиптических магнитных полей, которые в свою очередь ухудшают к. п. д. машины. У трехфазных обмоток лобовые части могут быть размещены в двух или трех плоскостях. Такие обмотки очень часто применяется при разъемных статорах. На рис. 7-9 показан способ укладки готовых катушек концентрической обмотки в открытые пазы. На рис. 7-10 показано изготовление концентрической обмотки протяжкой через полузакрытые пазы. Лобовые части катушек размещены в двух плоскостях.

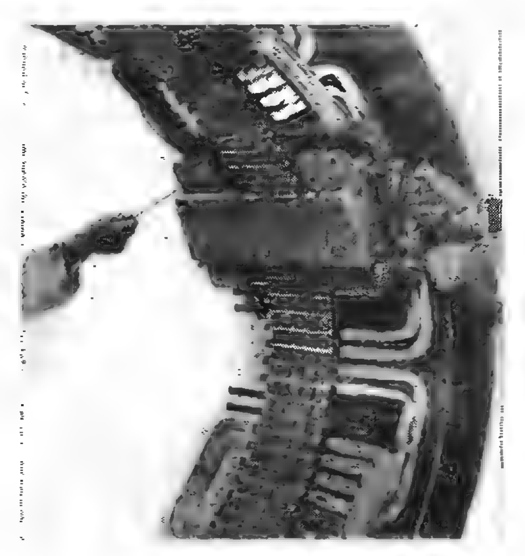


Рис. 7-10. Концентрическая обмотка, выполненная в протяжку (ББК).

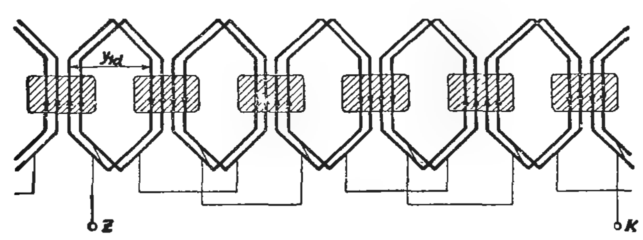


Рис. 7-11. Обмотка с числом катушек, равным числу полюсов, с одинаковым шагом и с петлевым соединением групп, $p = 3$, $q = 4$, многовитковые катушки.

β) Катушки с одинаковым шагом

Обмотки с катушками одинакового шага могут быть выполнены, также как и обмотки концентрические, с числом групп катушек, равным числу полюсов, (рис. 7-11), или же числу пар полюсов (рис. 7-12).

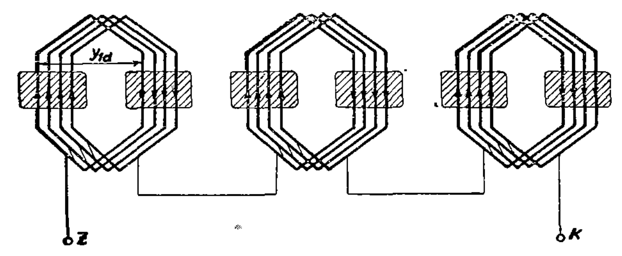


Рис. 7-12. Катушки с одинаковым шагом; число катушек равно числу пар полюсов, $p = 3$, $q = 4$, многовитковые катушки.

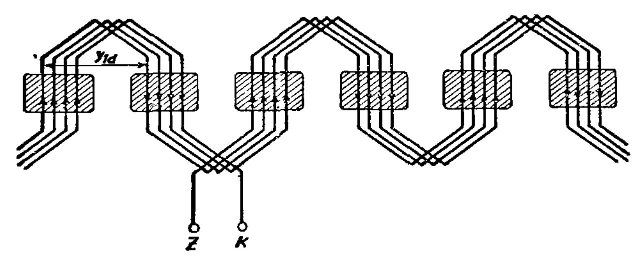


Рис. 7-13. Стержневая волновая обмотка с катушками одинакового шага. Число катушек равно числу пар полюсов, $p = 3$, $q = 4$.

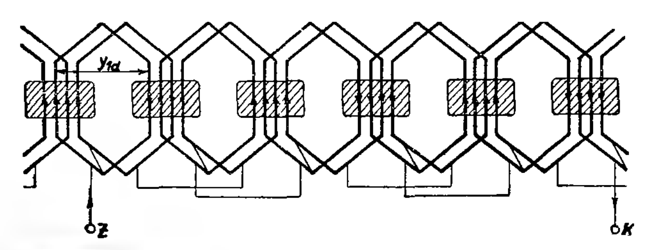


Рис. 7-14. Распределенная обмотка с числом катушек, равным числу полюсов, с одинаковым шагом, с петлевыми соединениями групп, $p = 3$, $q = 4$.

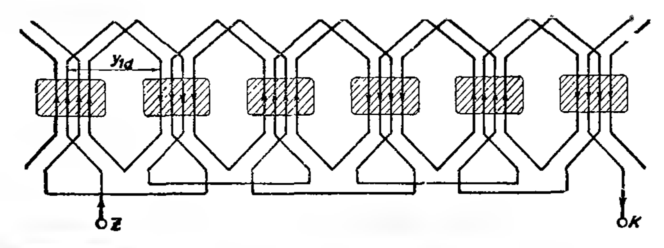


Рис. 7-15. Распределенная обмотка с числом катушек, равным числу полюсов, с одинаковым шагом, с волновыми соединениями групп.

Отдельные группы катушек можно соединять либо петлевыми, либо волновыми соединениями. Если катушка состоит из одного витка, обмотка обыкновенно бывает стержневой. На рис. 7-13 изображена последовательная волновая

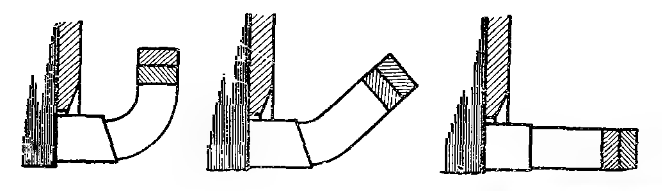


Рис. 7-16. Конструкционное оформление лобовых частей концентрических обмоток.

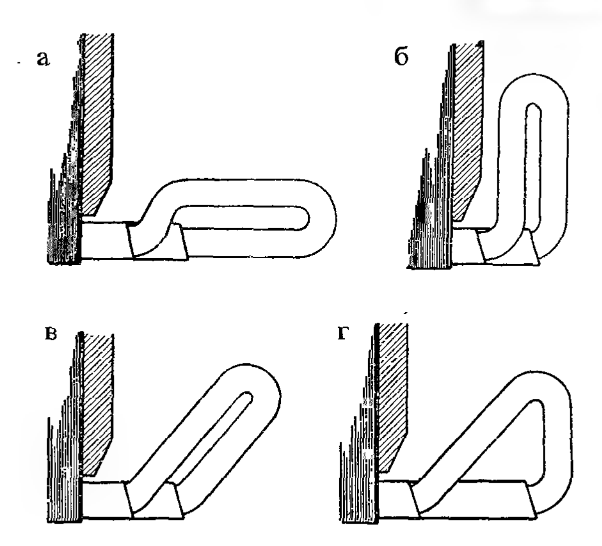


Рис. 7-17. Конструкционное оформление лобовых частей однослойных обмоток с катушками с одинаковым шагом.

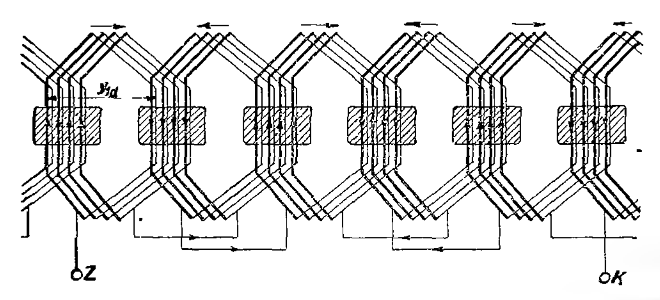


Рис. 7-18. Двухслойная распределенная петлевая обмотка с петлевыми соединениями групп, $p = 3$, $q = 4$.

стержневая обмотка. Путем чередования передних и задних сторон катушек получим обмотку с числом катушек, равным числу полюсов. Такая обмотка с петлевыми групповыми соединениями изображена на рис. 7-14, а на рис. 7-15

—с волновыми соединениями. Эти обмотки являются переходным звеном к распределенным обмоткам, о которых будет сказано в пар. 12-ом и в дальнейших.

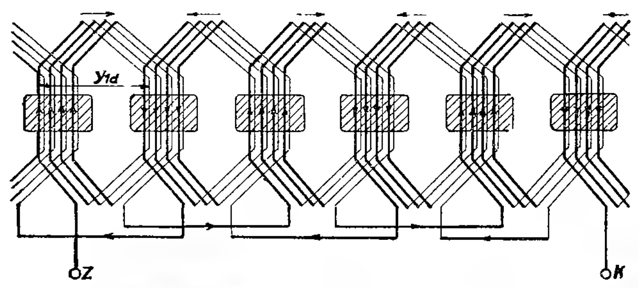


Рис. 7-19. Двухслойная распределенная петлевая обмотка с волновыми соединениями групп, $p = 3$, $q = 4$.

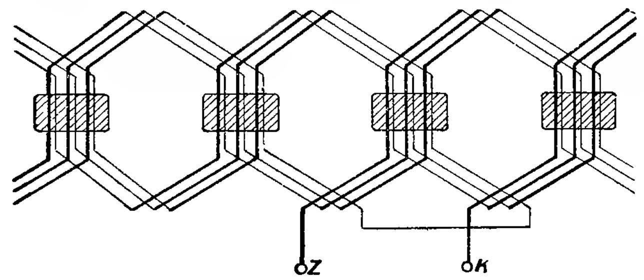


Рис. 7-20. Двухслойная стержневая волновая обмотка, $p = 2$, $q = 3$.

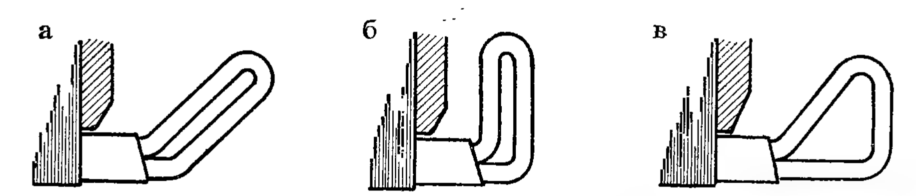


Рис. 7-21. Конструкционное выполнение лобовых частей двухслойных распределенных обмоток.

Конструкционное оформление лобовых частей у однослойных обмоток различно; на рис. 7-16 изображен продольный разрез якоря с концентрическим выполнением лобовых частей. На рис. 7-17 показана схема лобовых частей обмотки с катушками одинакового шага.

б) Двухслойные обмотки

Двухслойные обмотки с петлевыми катушками одинакового шага изображены на рис. 7-18 и 7-19. Соединения катушечных групп можно осуществить либо петлевыми соединениями (рис. 7-15), когда мы соединяем конец одной группы

с концом последующей, или начало одной группы с началом соседней группы, либо волновыми соединениями (рис. 7-19), соединяя конец одной группы с началом последующей группы под соседним полюсом. Соединение отдельных групп можно облегчить, если обозначить отдельные группы катушек стрелками направления электродвижущих сил, которые под соседними полюсами имеют переменное направление. По направлению стрелок затем легко можно осуществить соединение групповых катушек. Заметим, что катушки могут иметь также и прямоугольную форму; в таком случае наматываются целиком группы с q катушками на общий шаблон и вкладываются в пазы якоря. Лобовые части катушек обычно выполняются вручную. Стержневую волновую обмотку можно выполнить по рис. 7-20, на котором показана четырехполюсная двухслойная обмотка с тремя ($q = 3$) пазами на полюс и фазу. Конструкционное выполнение лобовых частей двухслойной обмотки изображено на рис. 7-21а, б, в.

8. ОДНОФАЗНЫЕ КОНЦЕНТРИЧЕСКИЕ ОБМОТКИ

Рассмотрим теперь систематически различные обмотки для разного числа фаз. У однофазных машин чаще всего применяется концентрическая обмотка с числом катушек, равным числу полюсов. Нормально, для получения магнитной симметрии, якори выполняются с пазами по всей окружности и под каждым полюсом наматывается примерно две трети пазов; третья часть пазов остается необмотанной. Такой способ является наиболее экономичным, так как при использовании всех пазов повышение напряжения машины было бы незначительно, в то время как обмоточный коэффициент значительно понизился бы. В свою очередь, это вызвало бы увеличение расхода меди и омических потерь в электрическом сопротивлении обмотки. У однофазных асинхронных двигателей без самостоятельного разгона в пустые пазы вкладывается так называемая пусковая обмотка, создаваемая добавочной фазой. Магнитные оси главной и пусковой обмоток чаще всего взаимно сдвинуты в пространстве на 90°, причем ток в добавочной фазе должен быть во времени смещен относительно тока в главной фазе по возможности на тот же угол. В действительности этот угол меньше 90°. Сдвиг между токами осуществляется либо обмоткой добавочной фазы из тонкого проводника, либо в цепь подключается сопротивление. Двигатель можно пускать в ход также при помощи конденсатора или индуктивного сопротивления. После разгона двигателя добавочная фаза отключается.

В качестве примера приводится однофазная четырехполюсная обмотка по схеме на рис. 8-1а. Здесь имеется 48 пазов и на полюс приходится $q = 12$ пазов, из них $q' = 8$ пазов принадлежит главной фазе и $q'' = 4$ паза — добавочной

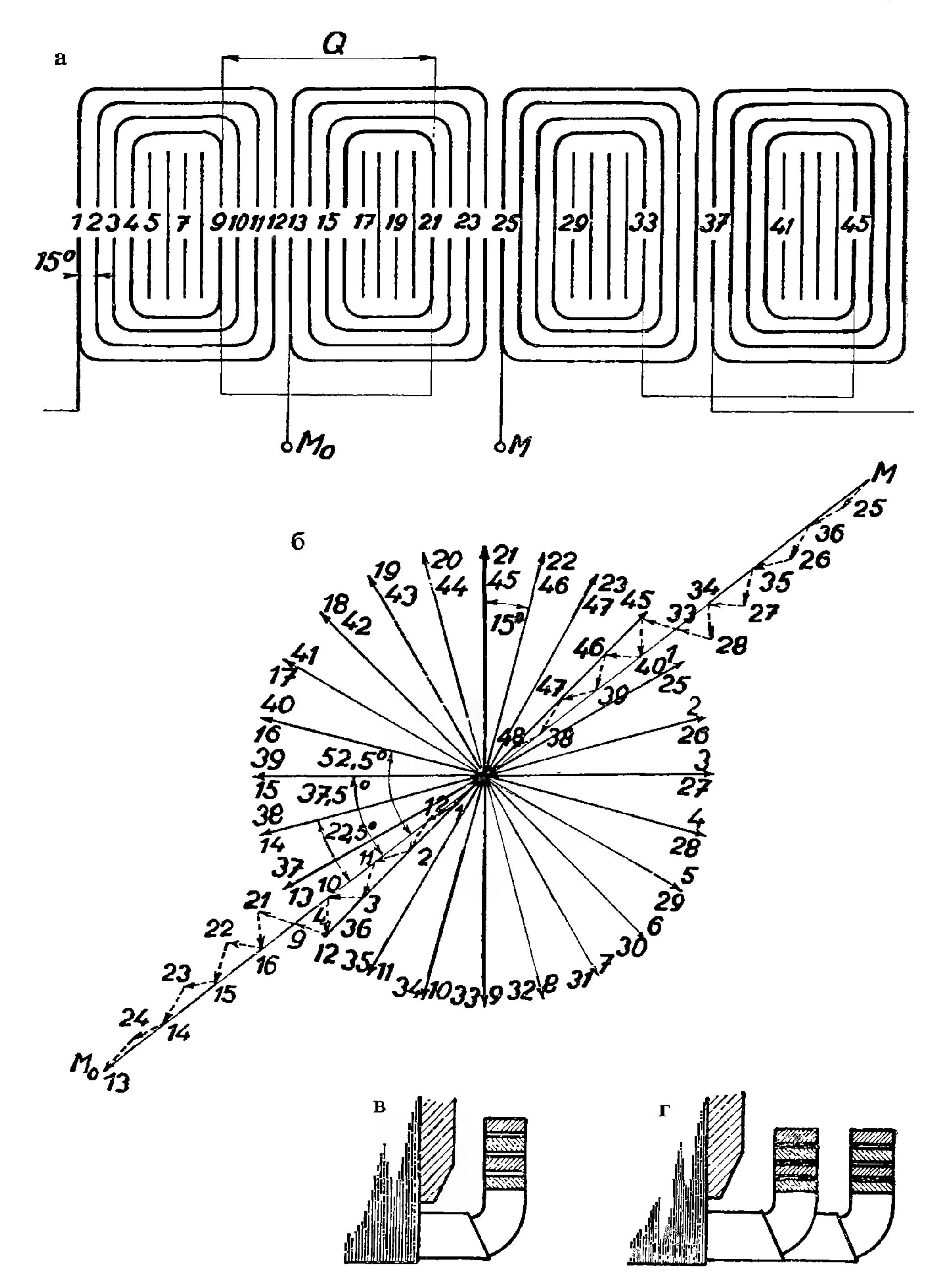


Рис. 8-1. Однофазная концентрическая обмотка с числом катушек, равным числу полюсов; $p = 2$, $N_d = 48$.

фазе. Они могут остаться также и необмотаными. Тогда общее число активных пазов равняется

$$N_d' = \tfrac{2}{3}N_d = \tfrac{2}{3}48 = 32$$

и число неактивных пазов

$$N_d'' = \tfrac{1}{3}N_d = \tfrac{1}{3}48 = 16\,.$$

Все пазы занумеруем по порядку и начертим схему обмотки с числом катушек, равным числу полюсов. Тогда получим четыре полюсные группы концентрических катушек, причем каждая группа содержит четыре катушки, уложенные в восьми пазах. Положения активных сторон катушек в магнитном поле мы изобразим при помощи звезды векторов (см. рис. 8-1б). Последняя имеет

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{2pmq}{p} = 2q = 24 \text{ лучей}\,.$$

Угол между двумя соседними лучами будет

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{24} = 15^\circ$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{180^\circ}{Q} = \frac{180^\circ}{12} = \alpha'\,.$$

Результирующее фазное напряжение находится путем геометрического сложения векторов электродвижущих сил отдельных активных сторон согласно схемы. Притом не следует забывать, что в задней лобовой части конец передней стороны катушки соединяется с концом задней стороны так, чтобы электродвижущие силы обеих сторон под разными полярностями полюсов складывались. Следовательно, мы поворачиваем вектор э. д. с. задней стороны на 180° и поэтому необходимо в звезде прибавлять векторы э. д. с. задних сторон в обратном направлении. Таким образом получим результирующее напряжение $\overline{MM_0}$ по рис. 8-1б.

Обмоточный коэффициент, отвечающий основной гармонике, дается отношением:

$$\kappa = \frac{\overline{MM_0}}{32} = 0{,}83\,,$$

причем мы предполагаем, что электродвижущая сила одной активной стороны катушки равняется единице. Учитывая симметрию обмотки, вполне достаточно рассмотреть только одну полюсную группу обмотки; тогда будет

$$\kappa = \frac{\overline{M_0 16}}{8} = 0{,}83\,.$$

Профессор Новак определяет обмоточный коэффициент из звезды векторов путем нахождения направления вектора результирующего фазного напряжения и на него проектирует векторы э. д. с. отдельных сторон катушек. На этом основании обмоточный коэффициент будет равен

$$\kappa = \tfrac{1}{32}(8\cos 7{,}5^\circ + 8\cos 22{,}5^\circ + 8\cos 37{,}5^\circ + 8\cos 52{,}5),$$

что дает:

$$\kappa = 0{,}829\,.$$

Для ν-ой гармоники соответствующие углы будут в ν раз больше и обмоточные коэффициенты для высших гармоник, следовательно, могут быть написаны в виде:

$$\kappa_3 = \tfrac{1}{4}(\cos 22{,}5^\circ + \cos\ 67{,}5^\circ + \cos 112{,}5^\circ + \cos 157{,}5^\circ) = 0\,,$$

$$\kappa_5 = \tfrac{1}{4}(\cos 37{,}5^\circ + \cos 112{,}5^\circ + \cos 187{,}5^\circ + \cos 262{,}5^\circ) = -0{,}178\,,$$

$$\kappa_7 = \tfrac{1}{4}(\cos 52{,}5^\circ + \cos 157{,}5^\circ + \cos 262{,}5^\circ + \cos 367{,}5^\circ) = 0{,}1205\,.$$

Такие же результаты мы получим, если применим ранее выведенные формулы (5-2) и (5-3), так как для обмоточного коэффициента основной гармоники будет:

$$\kappa = \sin\left(\frac{q}{Q}90^\circ\right) : q\sin\left(\frac{1}{Q}90^\circ\right) = \sin\left(\tfrac{8}{12}90^\circ\right) : 8\sin\left(\tfrac{1}{12}90^\circ\right) = 0{,}829\,,$$

и также для высших гармоник будет:

$$\kappa_3 = \frac{\sin(3\,.\,60^\circ)}{8\sin(3\,.\,7^\circ 30')} = 0\,,$$

$$\kappa_5 = \frac{\sin(5\,.\,60^\circ)}{8\sin(5\,.\,7^\circ 30')} = -0{,}178\,,$$

$$\kappa_7 = \frac{\sin(7\,.\,60^\circ)}{8\sin(7\,.\,7^\circ 30')} = 0{,}1205\,.$$

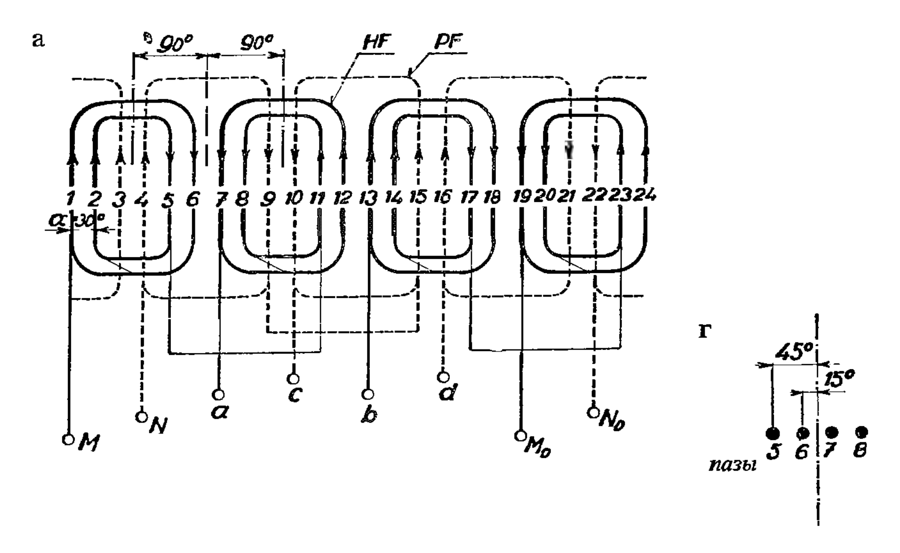
Лобовые части катушек выполняются одноплоскостными по рис. 8-1в. При значительном числе пазов на полюс и фазу иногда, для уменьшения лобового рассеяния и сил короткого замыкания, бывает целесообразно разделить лобовые части катушек на две плоскости (рис. 8-1г).

Другим примером однослойной обмотки является обмотка четырехполюсного асинхронного малого двигателя с вспомогательной фазой, с подключением на два напряжения. Данные обмотки двигателя:

$$p = 2\,, \quad N_d = 24\,, \quad q = 6\,.$$

Причем главная фаза занимает $N_{HF} = \frac{2}{3}N_d = 16$ пазов ($q' = 4$) и вспомогательная фаза $N_{PF} = \frac{1}{3}N_d = 8$ пазов ($q'' = 2$).

Схема обмотки с числом концентрических катушек, равным числу полюсов, изображена на рис. 8-2а. Обмотка главной фазы (HF) слагается из четырех полюсных групп, по двух катушках в каждой. Первую полюсную группу последовательно соединяем с второй и третью с четвертой и начала всех групп (M, a, b, M_0) выведем на зажимную дощечку. Обмотка вспомогательной фазы



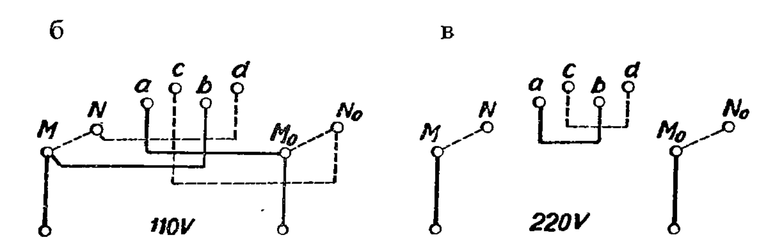


Рис. 8-2. Однофазная концентрическая обмотка с числом катушек, равным числу полюсов, и с вспомогательной фазой; $p = 2$, $N_d = 24$, $N_{HF} = 16$ (главная фаза), $N_{PF} = 8$ (вспомогательная фаза).

(PF) содержит четыре полюсные группы, по одной катушке в каждой. Соединяя последовательно вторую группу с третьей и четвертую с первой, выведем начала всех групп (N, c, d, N_0) опять на дощечку с зажимами. Для низкого напряжения, например 110 в, пары групп включаем параллельно. Для этого на дощечке с зажимами соединим зажимы (M, b) и (M_0, a) основной фазы и зажимы (N, d) и (c, N_0) вспомогательной фазы (рис. 8-2б). Для напряжения 220 в все группы соответствующих фаз включаем последовательно путем соединения зажимов

(a, b) в главной фазе, а зажимов (c, d) в вспомогательной фазе (рис. 8-2в). Пазовый шаг будет:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{24} 2 = 30^\circ .$$

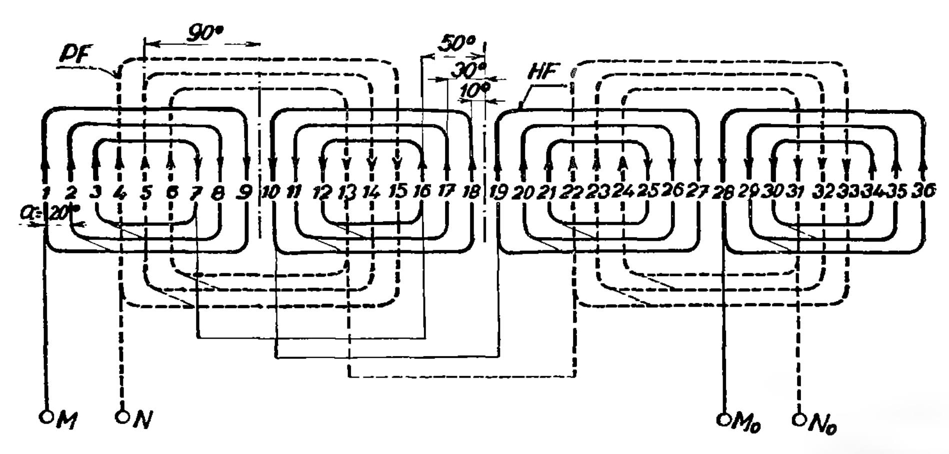


Рис. 8-3. Перемотка трехфазной шестиполюсной машины на четырехполюсную, однофазную; $p = 2$, $N_d = 36$, $N_{HF} = 24$ (главная фаза, число катушек равно числу полюсов), $N_{PF} = 12$ (вспомогательная фаза, число катушек равно числу пар полюсов).

Оси обмоток главной и вспомогательной фазы составляют угол 90°. Обмоточный коэффициент мы можем определить различными способами. Так как все фазные группы одинаковы, то направление результирующей э. д. с. и соответствующее положение отдельных пазов полюсно-фазной группы можно определить по рис. 8-2г. Тогда обмоточный коэффициент для основной гармоники дается выражением:

$$\kappa = \tfrac{1}{2}(\cos 15^\circ + \cos 45^\circ) = 0{,}836 .$$

Существуют, однако, еще иные способы решения для однофазных обмоток. Например, при использовании старых стальных листов, мы иногда принуждены выполнить обмотку вспомогательной фазы с числом катушек, равным числу пар полюсов, в то время как обмотка главной фазы осстоит из числа катушек, равного числу полюсов; или же мы вынуждены оставить некоторые пазы необмотаными. Так например, требуется перемотать трехфазную шестиполюсную машину с $N_d = 36$ пазам на однофазную четырехполюсную машину. Обмотку выполним согласно схеме на рис. 8-3, в которой обмотка главной фазы с числом катушечных групп, равным числу полюсов, занимает $N_{HF} = 24$ паза и обмотка вспомогательной фазы с числом катушечных групп, равным числу пар полюсов, занимает $N_{PF} = 12$ пазов. Обмотка может быть выполнена также так, что вспомогательная фаза будет иметь число катушечных

групп, равное числу полюсов, расположенных в восьми пазах, причем четыре паза (*5, 14, 23, 32*) останутся необмотанными. Тогда шаг по пазам будет:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{36} 2 = 20^\circ$$

и оси фазных обмоток будут составлять угол 90°. Обмоточный коэффициент главной фазы определяется из распределения полюсно — фазной группы; тогда получим:

$$\kappa = \tfrac{1}{3}(\cos 10^\circ + \cos 30^\circ + \cos 50^\circ) = 0{,}831 .$$

9. ДВУХФАЗНЫЕ КОНЦЕНТРИЧЕСКИЕ ОБМОТКИ

Двухфазные обмотки выполняются с числом концентрических групп катушек, равным числу полюсов. В качестве примера приведем обмотку со следующими данными:

$$p = 2, \quad m = 2, \quad q = 4, \quad Q = mq = 8, \quad N_d = 2pmq = 32 .$$

Соответствующая конструкционная схема обмотки изображена на рис. 9-1а. Лобовые части катушек расположены в двух плоскостях, как показано на рис. 9-1г и 9-1д. Звезда векторов согласно рис. 9-1б имеет число лучей:

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{2pmq}{p} = 4q = 16 .$$

Угол между соседними лучами будет

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{16} = 22{,}5^\circ$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{180^\circ}{Q} = \alpha' .$$

На рис. 9-1в обозначены фазные напряжения, найденные из звезды векторов. Обмоточный коэффициент основной гармоники определяется из звезды векторов, или же из расположения полюсно —фазной группы (рис. 9-1а):

$$\kappa_1 = \tfrac{1}{2}(\cos 11{,}25^\circ + \cos 33{,}75^\circ) = 0{,}906 ,$$

или же, наконец, из формулы (5-2):

$$\kappa = \sin\left(\frac{q}{Q} 90^\circ\right) : q \sin\left(\frac{1}{Q} 90^\circ\right) = \sin\left(\tfrac{4}{8} 90^\circ\right) : 4 \sin\left(\tfrac{1}{8} 90^\circ\right) = 0{,}906 .$$

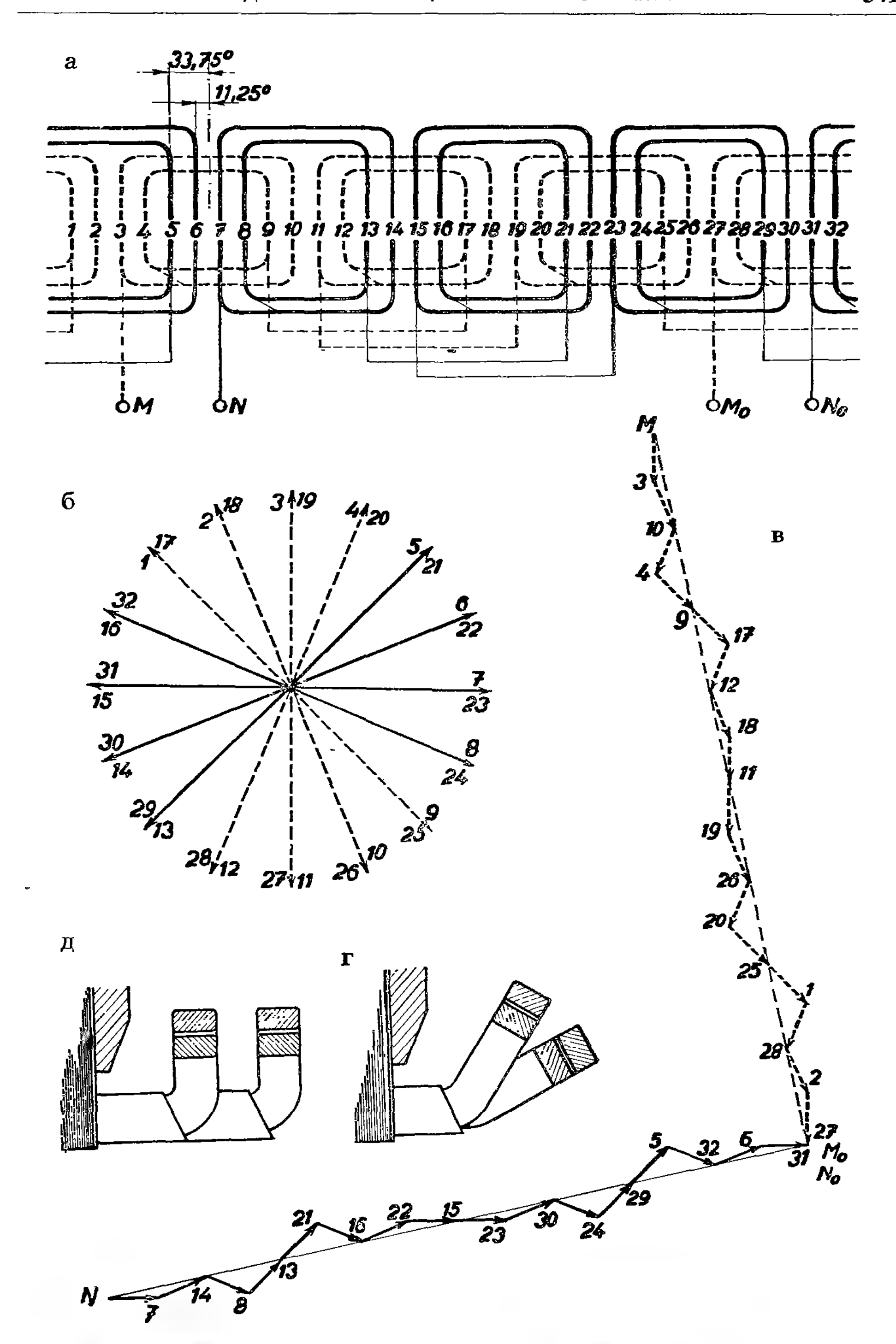


Рис. 9-1. Двухфазная обмотка с числом концентрических катушечных групп, равным числу полюсов; $p = 2$, $m = 2$, $q = 4$, $N_d = 32$.

Аналогично, можно определить обмоточный коэффициент и для высших гармоник по формуле (5-3):

$$\kappa_3 = \sin(3 \,.\, 45°) : 4 \sin(\tfrac{3}{8}90°) = 0{,}318\,,$$
$$\kappa_5 = \sin(5 \,.\, 45°) : 4 \sin(\tfrac{5}{8}90°) = -0{,}213\,,$$
$$\kappa_7 = \sin(7 \,.\, 45°) : 4 \sin(\tfrac{7}{8}90°) = -0{,}181\,.$$

Отметим, что у двухфазных обмоток с полным шагом третья гармоника бывает значительно развита и вращается в противоположном направлении основной гармоники; в некоторых случаях она может значительно нарушать работу машины (например, асинхронные двигатели с двухфазным ротором).

10. ТРЕХФАЗНЫЕ КОНЦЕНТРИЧЕСКИЕ ОБМОТКИ

а) ОБМОТКИ С ЦЕЛЫМ ЧИСЛОМ ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ

1. Рассмотрим трехфазную концентрическую обмотку, показанную на рис. 10-1, со следующим данными:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad q = 4\,, \quad N_д = 2pmq = 48\,.$$

Обмотку выполним с группами катушек, число которых равно числу пар полюсов, согласно рис. 7-5. Развернутая схема может быть представлена в горизонтальной проекции, как показано на рис. 10-1а, или в вертикальной проекции согласно рис. 10-1б. Лобовые части катушек лежат в двух плоскостях, см. рис. 10-1в и 10-1г. Начала фаз, присоединенных к сети, обозначим согласно стандарту ESČ-ČSN 26-1947 через SX, SY, SZ, и концы-через OX, OY, OZ. Однако, для простоты, мы будем в дальнейшем обозначать начала X, Y, Z и концы X_0, Y_0, Z_0. Выводы SX, SY, SZ и выводы OX, OY, OZ смещены по фазе друг относительно друга на 120 электрических градусов. Притом каждая фаза занимает третью часть полюсного деления, т. е. 60 электрических градусов. Фазы могут быть соединены либо в звезду, причем зажимы OX, OY, OZ соединяются в узел и выводы SX, SY, SZ включены в сеть, либо в треугольник при помощи взаимного соединения, например выводов SX и OZ, SY и OX, и наконец, SZ и OY, или $SX - OY$, $SY - OZ$ и $SZ - OX$. У асинхронных двигателей начала и концы фаз нормально выводятся в коробку зажимов, где двигатель переключается либо в звезду (см. рис. 10-1е), либо в треугольник согласно рис. 10-1ж. Это дает нам возможность использовать один трехфазный двигатель для двух различных напряжений, например, для напряжения 380в при соединении в звезду, и для напряжения 220в при соединении в треугольник.

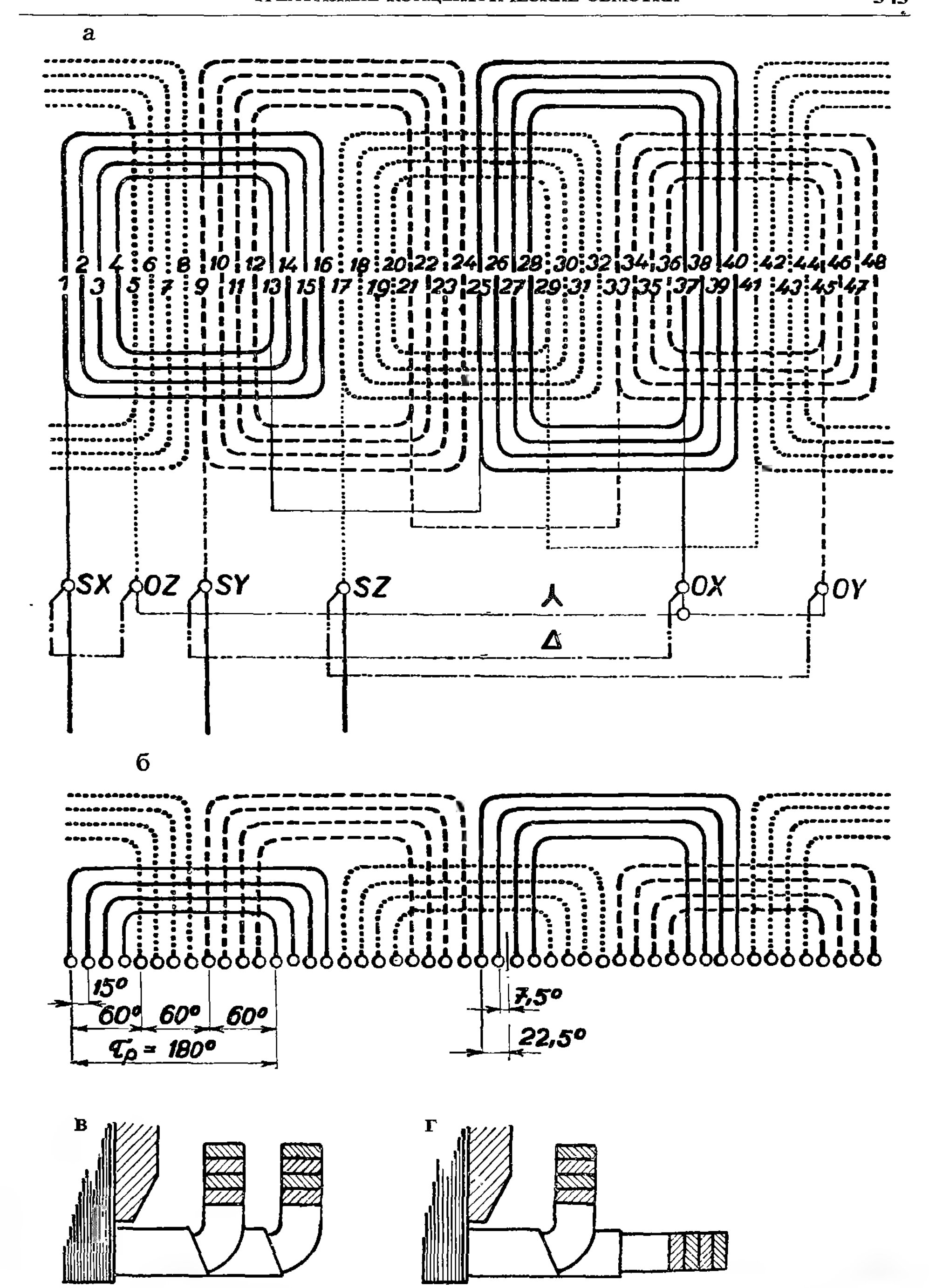


Рис. 10-1. Трехфазная двухплоскостная обмотка с числом концентрических катушек, равным числу пар полюсов; $p = 2$, $m = 3$, $q = 4$, $N_d = 48$. а) — схема обмотки в горизонтальной проекции, б) — схема обмотки в вертикальной проекции, в) и г) — конструктивное оформление лобовых соединений.

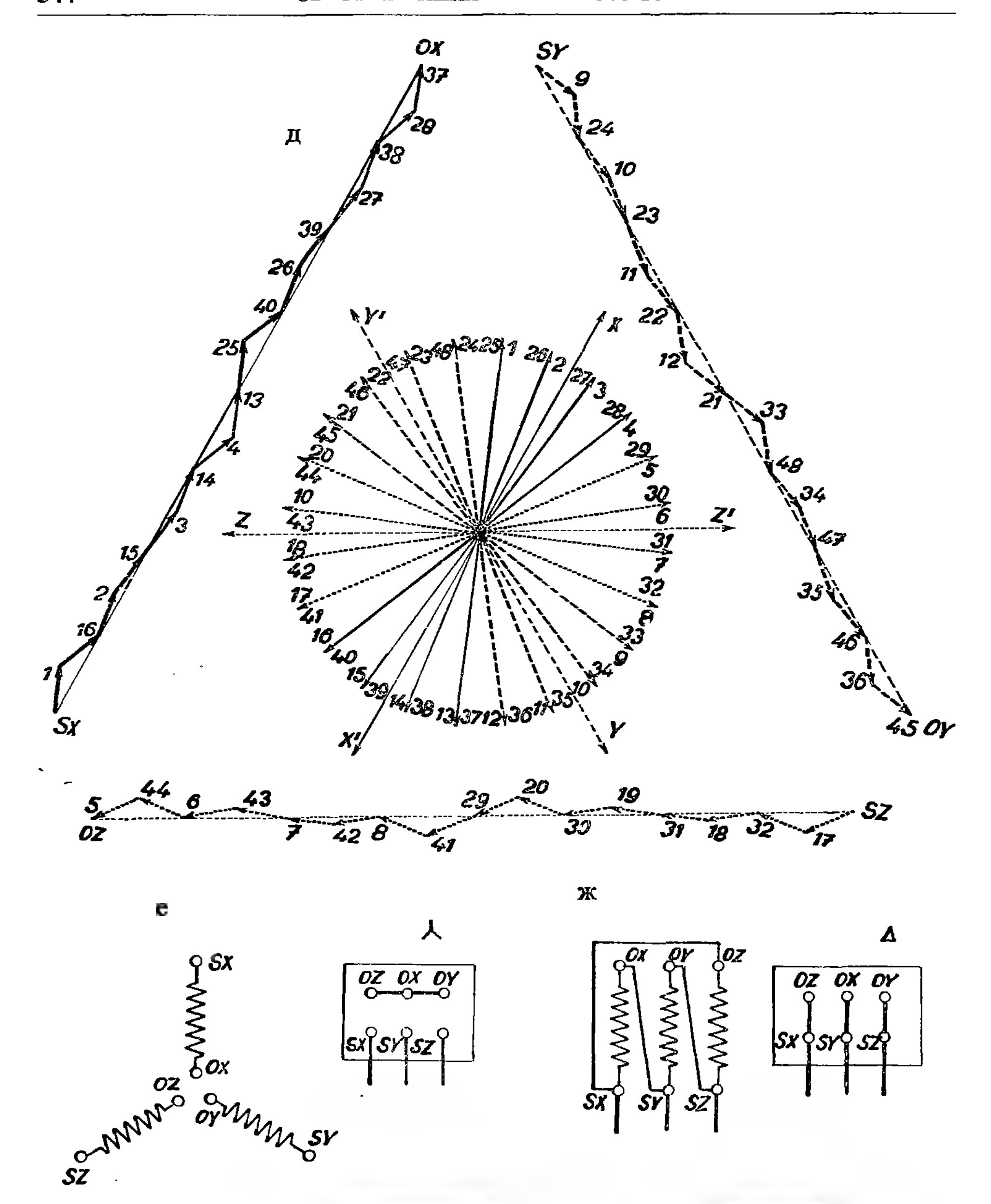


Рис. 10-1. д) звезда векторов и потенциальный многоугольник, е) — соединения на зажимной дощечке при включении в звезду, ж) — соединения на зажимной дощечке при включении в треугольник.

В звезде векторов согласно рис. 10-1д число лучей у трехфазной обмотки будет:

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{2pmq}{p} = 2mq = 6q = 24\,,$$

угол между соседними лучами получится:

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{24} = 15^\circ$$

и пазовый шаг:

$$\alpha = \frac{2\pi}{N_d} p = \frac{2\pi}{2pmq} p = \frac{\pi}{3q} = \frac{60^\circ}{4} = 15^\circ .$$

Лучи звезды обозначим согласно номерам пазов. Для каждой фазы мы получим 8 лучей. Если векторы электродвижущих сил отдельных сторон катушек, составляющих одну фазу, геометрически сложим, то получим фазное напряжение. Направление вектора фазного напряжения можно определить из звезды векторов. Оно представляет собой симметрическую ось восьми соответствующих векторов э. д. с. сторон катушек, входящих в одну фазу. Обмоточный коэффициент можно определить различным способом. Можно воспользоваться уравнением (5-3), из которого для основной гармоники получим:

$$\kappa = \sin\left(\tfrac{4}{12}90^\circ\right) : 4\sin\left(\tfrac{1}{12}90^\circ\right) = \frac{\sin 30^\circ}{4\sin 7{,}5^\circ} = 0{,}9578$$

и аналогично для высших гармоник:

$$\kappa_3 = \frac{\sin 3 \,.\, 30^\circ}{4\sin 3 \,.\, 7{,}5^\circ} = 0{,}653\,, \qquad \kappa_5 = \frac{\sin 5 \,.\, 30^\circ}{4\sin 5 \,.\, 7{,}5^\circ} = 0{,}205\,,$$

$$\kappa_7 = \frac{\sin 7 \,.\, 30^\circ}{4\sin 7 \,.\, 7{,}5^\circ} = -0{,}157\,, \quad \kappa_{11} = \frac{\sin 11 \,.\, 30^\circ}{4\sin 11 \,.\, 7{,}5^\circ} = -0{,}126\,.$$

Иным способом обмоточный коэффициент для основной гармоники можно определить из звезды векторов:

$$\kappa = \tfrac{1}{16}(8\cos 7{,}5^\circ + 8\cos 22{,}5^\circ) = \tfrac{1}{2}(\cos 7{,}5^\circ + \cos 22{,}5^\circ) = 0{,}9578\,.$$

Тот же результат получается из распределения полюсно-фазной группы в схеме обмотки на рис. 10-1б.

Обмоточный коэффициент для высших гармоник можно определить из звезды векторов, приспособленной соответствующей гармонике. Известно, что ν-ой гармонике отвечает νp пар полюсов. Таким образом число лучей в звезде векторов будет равно:

$$P_\nu = \frac{N_d}{t_\nu}\,,$$

где t_ν наибольший общий делитель N_d и νp. Тогда угол между соседними лучами имеет значение:

$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P_\nu} = \frac{360^\circ}{N_d} t_\nu$$

и пазовый шаг:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} \nu p .$$

В простых случаях нет необходимости чертить звезду векторов. Если ν является нечетным числом, то обмоточный коэффициент нечетных гармоник дается дробью:

$$\kappa_\nu = \tfrac{1}{2}[\cos(\nu \,.\, 7{,}5^\circ) + \cos(\nu \,.\, 22{,}5^\circ)] .$$

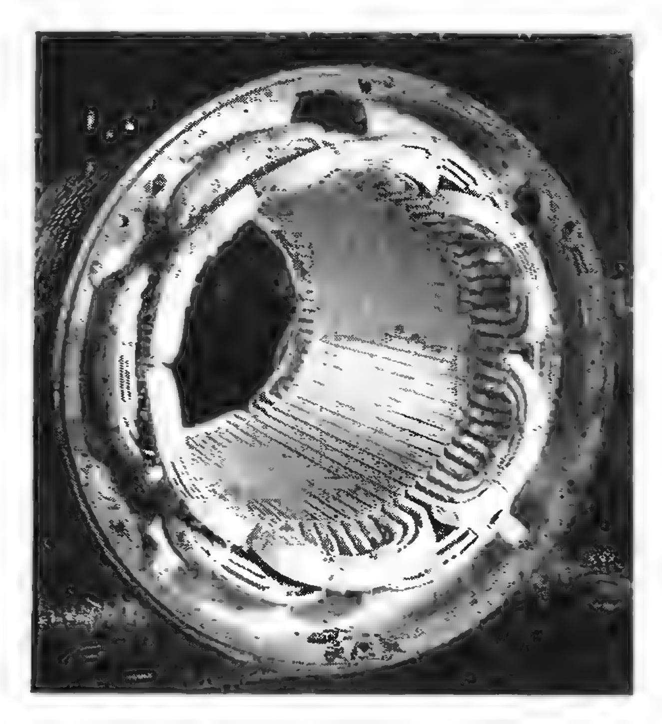


Рис. 10-2. Восьмиполюсная концентрическая обмотка с числом катушек, равным числу пар полюсов (АЭГ).

При четном ν передние и задние стороны катушек при νp полюсах попадут под одноименные полюса и индуктированные напряжения в катушках исчезнут. Вследствие этого и обмоточный коэффициент будет равен нулю.

На рис. 10-2 представлена фотография выполнения восьмиполюсной концентрической двухплоскостной обмотки с группами катушек, число которых равно числу пар полюсов, фирмы АЭГ. На рис. 10-3 изображена электрическая сварка лобовых частей двухплоскостной концентрической обмотки заводов имени В. И. Ленина, н. п.

2. Концентрическую обмотку с числом катушек, равным числу пар полюсов, можно выполнить также в виде двухслойной обмотки; в таком случае можно

укоротить катушечный шаг. В качестве примера, рассматриваемую нами четырехполюсную обмотку с четырьмя пазами на полюс и фазу выполним в виде двухслойной обмотки с укороченным шагом $y_{d_1} = \frac{5}{6}Q$ (рис. 10-4). Полюсное деление отвечает

$$Q = mq = 3 \,.\, 4 = 12 \text{ пазов},$$

и укороченный средний шаг будет равняться

$$y_{d_1} = \tfrac{5}{6}Q = 10 \text{ пазов},$$



Рис. 10-3. Сварка лобовых частей двухплоскостной концентрической обмотки (заводы им. В. И. Ленина, н. п.).

при этом подлинные шаги пазов будут:

$y_{d_1} = 13$ пазов, т. е. из паза № *1* в паз № *14*,
$y_{d_2} = 11$ пазов, т. е. из паза № *2* в паз № *13*,
$y_{d_3} = 9$ пазов, т. е. из паза № *3* в паз № *12*,
$y_{d_4} = 7$ пазов, т. е. из паза № *4* в паз № *11*.

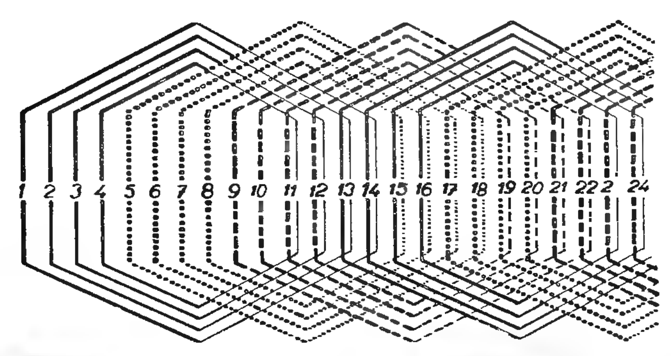
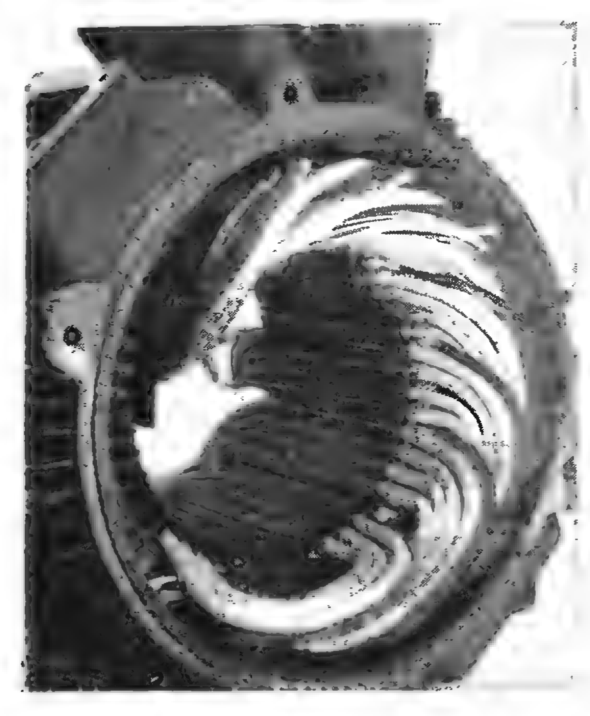


Рис. 10-4. Трехфазная двухслойная обмотка с концентрическими группами катушек (в действительности катушки имеют прямоугольный вид); $p = 2$, $m = 3$, $q = 4$, $N_d = 48$, $Q = 12$, $y_{d_1} = 10$.

Обмоточный коэффициент распределения будет таким же, как и у однослойной обмотки ($\kappa_r = 0{,}957$) и коэффициент шага для основной гармоники по уравнению (5-7) равняется

$$\kappa_k = \sin\left(\frac{y_{d_1}}{Q}\frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{10}{12}\frac{\pi}{2}\right) = \sin 75^\circ = 0{,}9659\,.$$



Полный обмоточный коэффициент получится из выражения

$$\kappa = \kappa_r \,.\, \kappa_k = 0{,}957 \,.\, 0{,}966 = $$
$$= 0{,}924\,.$$

Фотографии такой обмотки, в выполнении фирмы МЭЗ, Френштат, показаны на рис. 10-5 и 10-6. На рис. 10-5 показана двухслойная концентрическая обмотка в стадии изготовления с $q = 4$ пазам и на рис. 10-6 — обмотка, приготовленная к пропитке.

Рис. 10-5. Двухслойная концентрическая обмотка в стадии изготовления; $q = 4$ (МЭЗ — Френштат, н. п.).

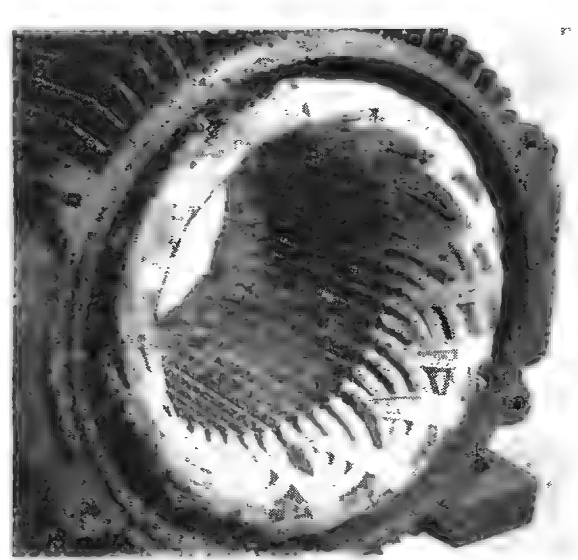


Рис. 10-6. Законченная обмотка, изображенная на рис. 10-5, подготовленная к пропитке (МЭЗ — Френштат, н. п.).

3. У рассмотренной нами однослойной концентрической обмотки имелось четное число катушечных групп, равное числу пар полюсов. Лобовые части катушек одной половины групп находились в одной плоскости, а другой половины — в другой плоскости. У обмотки машины с p парами полюсов, с числом групп катушек, равным числу пар полюсов, каждая фаза будет иметь p групп

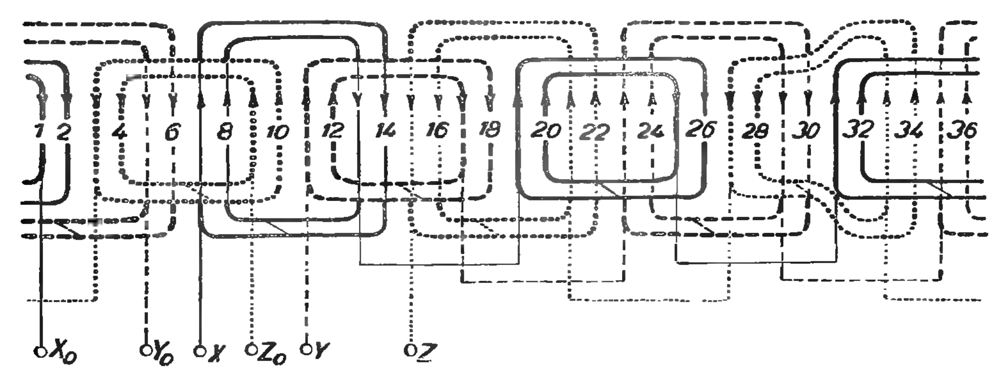


Рис. 10-7. Трехфазная концентрическая обмотка с несимметричной катушкой, с числом катушек, равным числу пар полюсов; $p = 3$, $m = 3$, $q = 2$, $N_d = 36$.

катушек, число которых равно числу пар полюсов, т. е. всего $3p$ групп. У симметричных обмоток число $3p$ должно быть четным, т. е. и число пар полюсов должно быть также четным. При нечетном числе пар полюсов мы получим, однако, нечетное число групп, равное числу пар полюсов; необходимо поэтому обмотку выполнить так, чтобы в каждой плоскости находилось одинаковое число катушек. Для этого одна групповая катушка берется с несимметричными лобовыми частями, как показано на рис. 10-7. Снимок такой обмотки с несимметричной катушкой, в изготовлении завода ЧКД-Прага, н. п., показан на рис. 10-8.

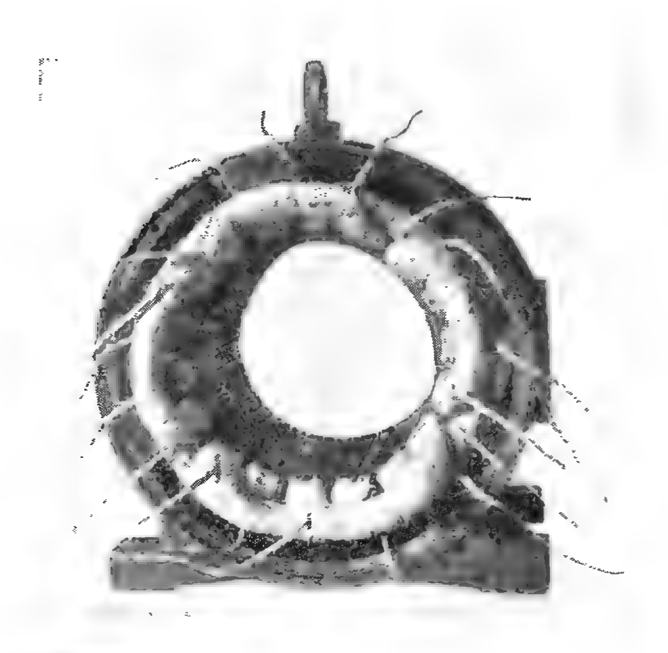


Рис. 10-8. Трехфазная обмотка с несимметричной катушкой (ЧКД Прага, н. п.).

а

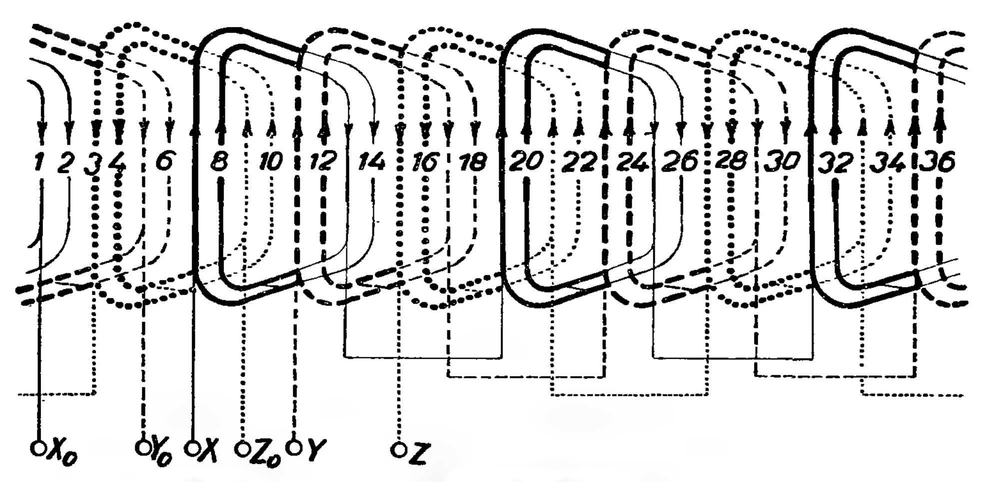


Рис. 10-9а. Трехфазная обмотка с числом трапецеидальных катушек, равным числу пар полюсов; $p = 3$, $m = 3$, $q = 2$, $N_d = 36$.

б

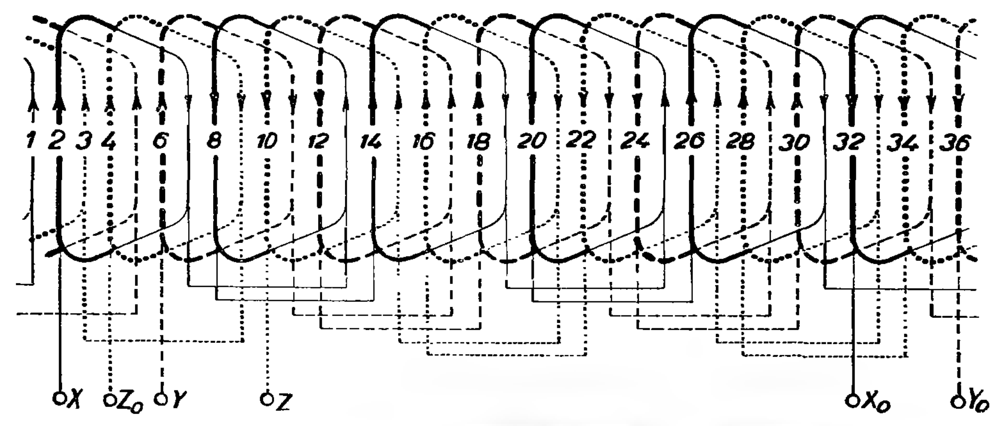


Рис. 10-9б. Трехфазная обмотка с числом трапецеидальных катушек, равным числу полюсов; $p = 3$, $m = 3$, $q = 2$, $N_d = 36$.

При ином способе решения все катушки обмотки выполняются в трапецеидальном виде согласно рис. 10-9а; вследствие этого получится вполне симметричная обмотка, у которой сопротивления и реактанцы всех фаз одинаковы. Эту обмотку можно также выполнить и с числом катушек, равным числу полюсов, как показано на рис. 10-9б.

4. Обмотки с трапецеидальными катушками, число которых равно числу полюсов, широко применяются у двухполюсных машин с большим числом пазов на полюс и фазу. Такая обмотка показана на рис. 10-10. Такой способ выполнения требует четного числа q; при нечетном числе q необходимо обмотку

выполнить либо с числом трапецеидальных катушек, равным числу пар полюсов, либо в виде трехплоскостной обмотки с числом катушечных групп, равным числу полюсов.

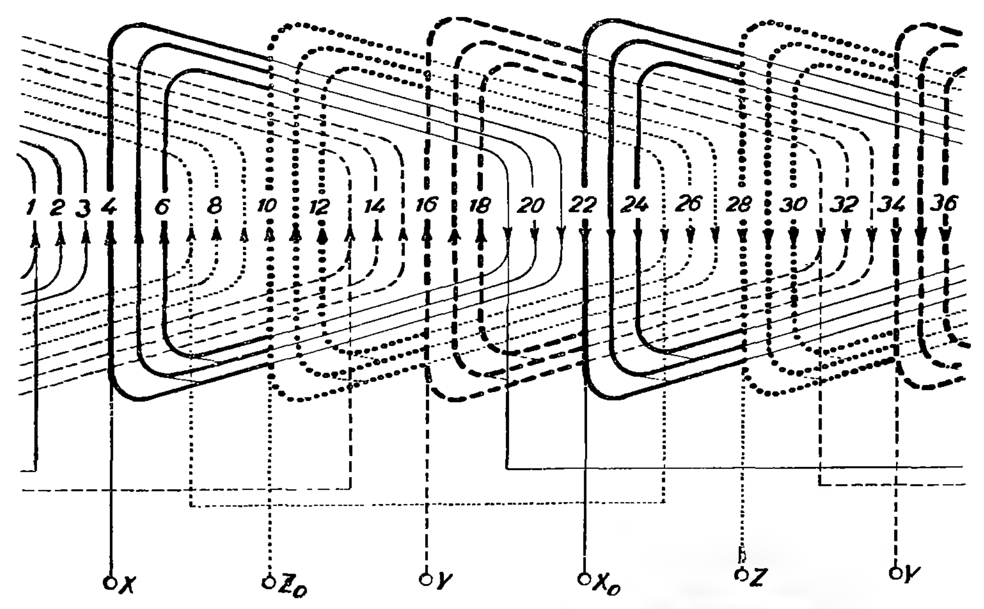


Рис. 10-10. Трехфазная концентрическая обмотка с числом трапецеидальных катушек, равным числу полюсов; $p = 1$, $m = 3$, $q = 6$, $N_d = 36$.

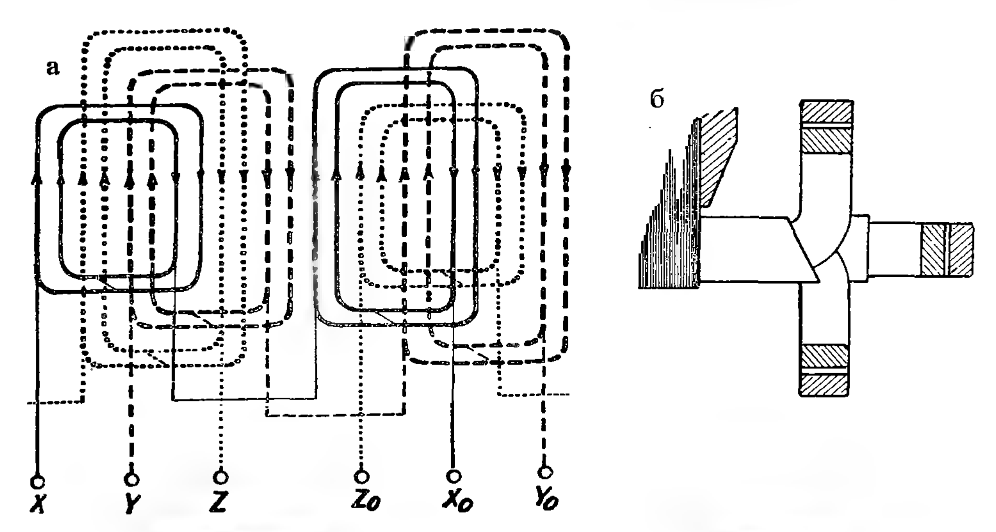
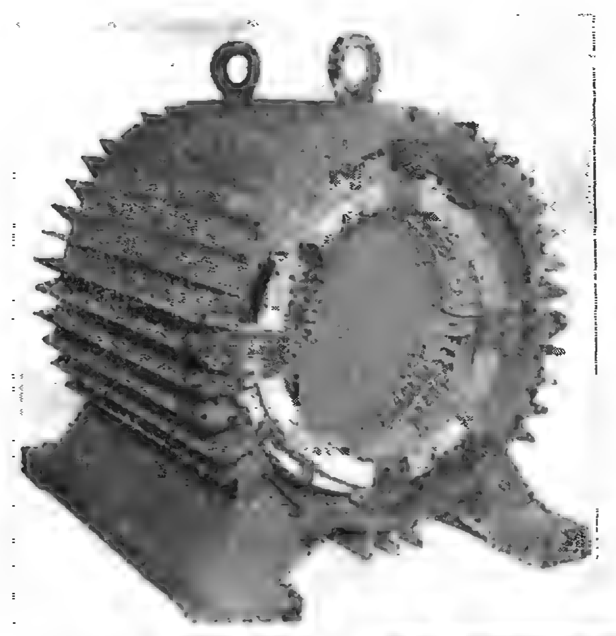


Рис. 10-11. Концентрическая трехплоскостная обмотка с числом катушечных групп, равным числу пар полюсов у разъемного статора; $p = 2$, $m = 3$, $q = 2$, $N_d = 24$, а) схема обмотки, б) оформление лобовых соединений.



5. У разъемного статора можно применить обмотку с числом катушек, равным числу пар полюсов, с лобовыми соединениями, расположенными в трех плоскостях с таким расчетом, чтобы стык двух половин статора не перекрывался головками катушек (рис. 10-11). Преимущество такой обмотки

Рис. 10-12а. Концентрическая трехплоскостная обмотка статора с числом групп, равным числу полюсов (ЧКД Прага, н. п.).

заключается в том, что здесь нет необходимости подматывать катушки на месте сборки; достаточно только подключить групповые соединения. Однако, недостаток таких обмоток заключается в наличии добавочных потерь в лобовых частях, в увеличении магнитного рассеяния и сил короткого замыкания в лобовых частях. На рис. 10-12а, б показаны фотографии концентрической обмотки с числом катушек, равным числу полюсов, с лобовыми частями в трех плоскостях.

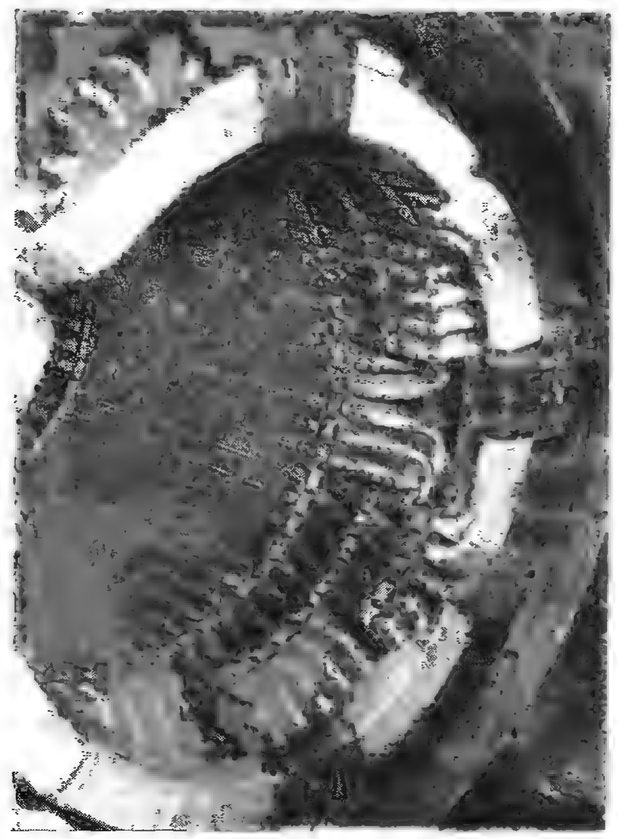


Рис. 10-12б. Крепление и намотка бандажей на лобовых частях статорной концентрической трехплоскостной обмотки (ЧКД Прага, н. п.).

6. На рис. 10-13 изображена схема концентрической стержневой волновой обмотки с числом катушек, равным числу пар полюсов. Лобовые соединения этой обмотки расположены в двух плоскостях.

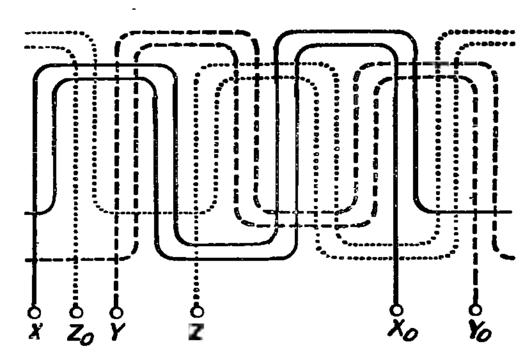


Рис. 10-13. Концентрическая стержневая обмотка с числом катушек, равным числу пар полюсов; $p = 2$, $m = 3$, $q = 2$, $N_d = 24$.

б) КОНЦЕНТРИЧЕСКИЕ ОБМОТКИ С ДРОБНЫМ ЧИСЛОМ ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ

Для того, чтобы обмотка с дробным числом пазов q на полюс и фазу была выполнима, необходимо, чтобы она удовлетворяла определенным условиям. Обмотка должна быть во всех фазах симметрична, и поэтому каждая фаза должна иметь одинаковое число катушек. У однослойной обмотки на одну фазу приходится

$$\frac{N_c}{m} = \frac{N_d}{2m} = \frac{pmq}{m} = pq \text{ катушек}.$$

Поэтому для выполнимости однослойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу должно быть

$$pq = \text{целое число}. \qquad (10\text{-}1)$$

В общем случае, когда число пазов на полюс и фазу является дробным числом

$$q = \frac{q_0}{c},$$

где q_0 и c — целые числа, не имеющие общего делителя, минимальное число пар полюсов, для которого однослойная обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу выполнима, равно $p = c$.

У двухслойной обмотки число катушек на фазу будет

$$\frac{N_c}{m} = \frac{N_d}{m} = \frac{2pmq}{m} = 2pq$$

и при дробном q условие выполнимости обмотки должно отвечать выражению

$$2pq = \text{целое число}\,. \qquad (10\text{-}2)$$

Минимальное число пар полюсов, для которого двухслойная обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу выполнима, будет $p = c$ — при нечетном c, и $p = c/2$ — при четном c.

1. Приведем пример обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу, у которой $q = 2{,}5$ (см. рис. 10-14). Данные обмотки:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad q = 2{,}5\,, \quad N_d = 30\,.$$

Притом на одну фазу приходится 10 пазов. При выполнении концентрической обмотки с числом катушек, равным числу пар полюсов, на одну фазу приходится две группы катушек и на одну группу в среднем $\frac{10}{2} = 5$ пазов. Вследствие того, что каждая катушка занимает в общем случае четное число пазов, первую группу распределим в четырех пазах и вторую — в шести. Тогда первая группа будет иметь 2 и вторая 3 катушки. Выводы фаз отстоят друг от друга на 120°, как видно из звезды векторов на рис. 10-14. Число лучей звезды будет:

$$P = \frac{N_d}{t} = 2mq = 15\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{15} = 24^\circ$$

и пазовый шаг

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{30} 2 = 24^\circ = \alpha'\,.$$

Каждому лучу отвечают два диаметрально противоположных паза, имеющих одинаковое положение в магнитном поле. На каждую фазу приходится 10 векторов, из которых 5 принадлежат передним сторонам катушек и 5 — задним. Из звезды векторов на рис. 10-14в получим результирующее фазное напряжение, которое выражается геометрической суммой векторов э. д. с. отдельных сторон катушек. Обмоточный коэффициент можно определить из звезды векторов. Для наглядности векторы э. д. с. сторон катушек, как например фазы X, перечертим, как показано на рис. 10-14в (причем векторы задних сторон катушек следует повернуть на 180°) и определим их результирующую. Одновременно определим и углы, которые составляют векторы э. д. с. отдельных сторон катушек с этой результирующей. Обмоточный коэффициент для основной гармоники можно вычислить по формуле:

$$\kappa = \tfrac{1}{5}(2\cos 6^\circ + 2\cos 18^\circ + \cos 30^\circ) = 0{,}9514\,.$$

В общем случае, при дробном числе пазов на полюс и фазу, определяется ближайшее число полюсов $2p'$, для которого, при данном числе пазов, возможно выполнить простую обмотку с целым, или же с дробным числом пазов на полюс и фазу, например $q = c + \frac{1}{2}$ или $q = c + \frac{1}{4}$, где c — является целым

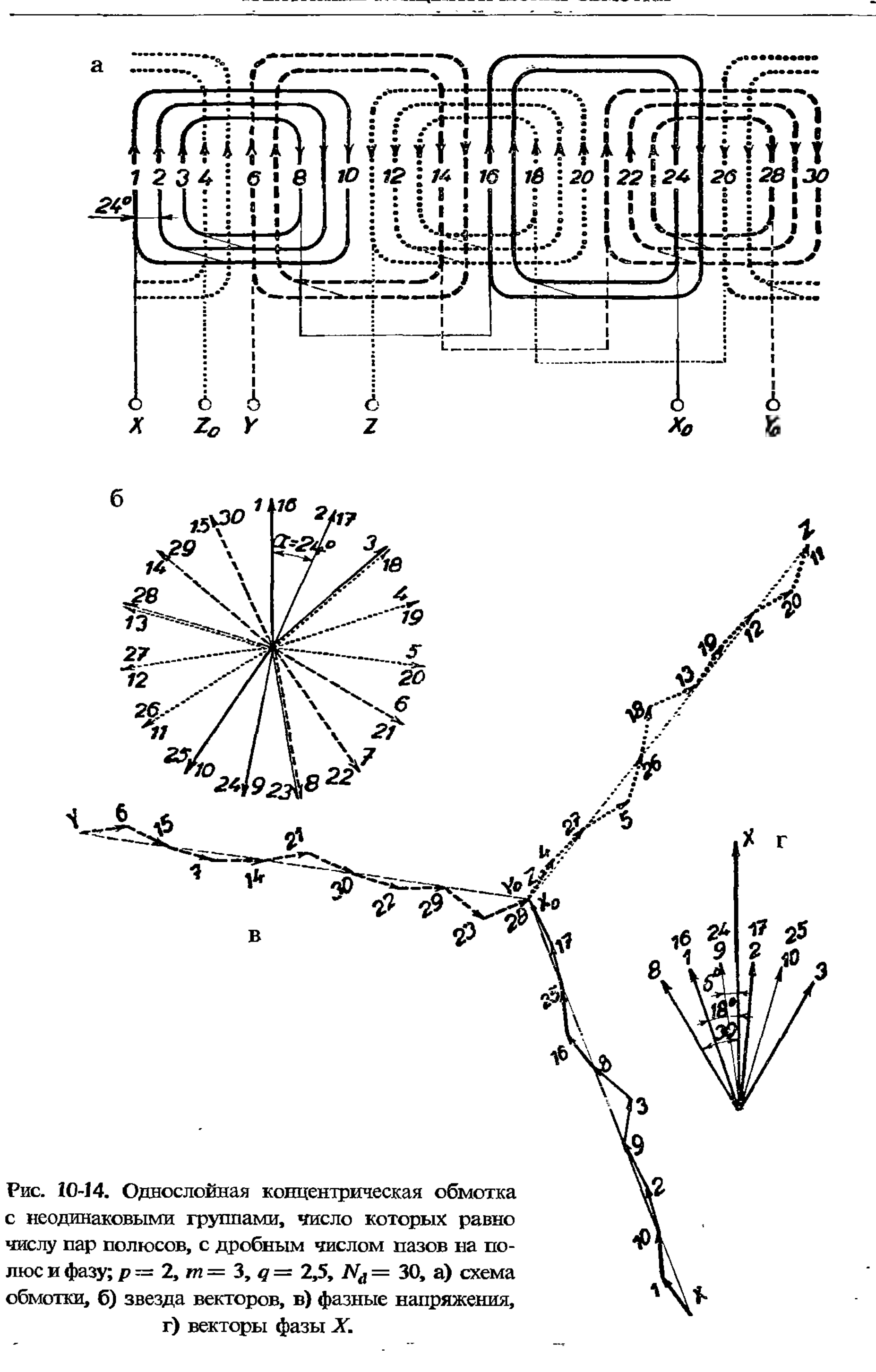


Рис. 10-14. Однослойная концентрическая обмотка с неодинаковыми группами, число которых равно числу пар полюсов, с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $q = 2{,}5$, $N_д = 30$, а) схема обмотки, б) звезда векторов, в) фазные напряжения, г) векторы фазы X.

числом. В результате получится либо число $3p'$ групп, равное числу пар полюсов, либо $6p'$ групп, равное числу полюсов. В общем случае, когда число этих групп равно N_s, шаг соединений выражается в виде

$$y_{k_s} = \frac{\varepsilon N_s \mp a}{p},$$

где ε – является целым числом, выбранным таким образом, чтобы y_k был целым числом ($\varepsilon = 0, 1, 2, \ldots$) и a – является наибольшим общим делителем значений N_s и p.

Катушечные группы могут занимать два, четыре, шесть или более пазов, причем это число может быть у отдельных групп одинаково или же периодически чередуется у следующих одна за другой групп. Многоугольник катушечных напряжений имеет N_s/a сторон и a — обходов. В том случае, когда все катушечные группы одинаковы, можно выполнить a параллельных ветвей при нечетном числе сторон многоугольника и $2a$ параллельных ветвей при четном числе.

2. Практический прием поясним на примере десятиполюсной обмотки по рис. 10-15 с данными:

$$p = 5\,, \quad m = 3\,, \quad N_d = 72\,, \quad q = 2\tfrac{2}{5}\,, \quad Q = 7{,}2\,\text{пазов}\,.$$

Зададимся катушечными группами, число которых равно числу пар полюсов, с $q = 2$ пазам на полюс и фазу. Так как одна катушечная группа занимает четыре паза, число катушечных групп будет $N_s = \frac{72}{4} = 18$. На одну фазу приходится шесть групп, или $p' = 6$; т. е. получим симметричную двенадцатиполюсную обмотку. Распределение групп по отдельным фазам производится по звезде векторов групповых напряжений, или по потенциальному многоугольнику (рис. 10-15б). Число лучей в звезде векторов будет:

$$P_s = \frac{N_s}{a} = 18$$

и угол между соседними лучами

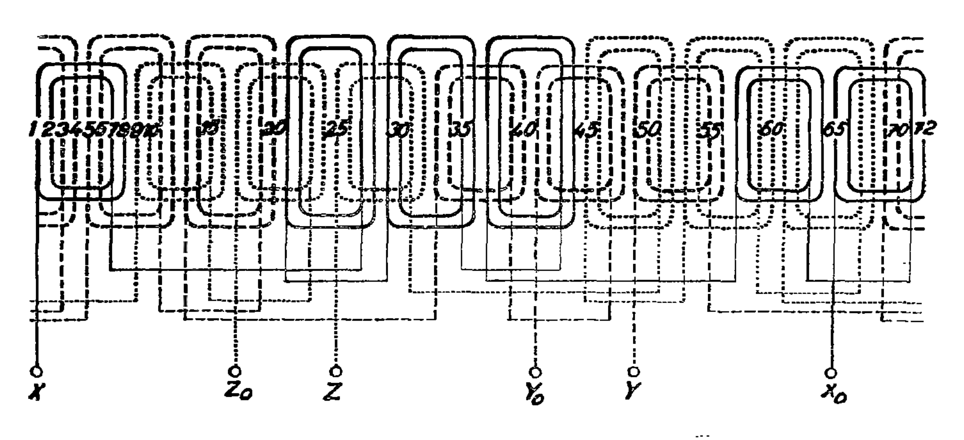
$$\alpha' = \frac{360^\circ}{P_s} = \frac{360^\circ}{18} = 20^\circ\,.$$

Определим угол между двумя соседними катушечными группами:

$$\alpha_s = \frac{360^\circ}{N_s}\,p = \frac{360^\circ}{18}\,5 = 5\alpha'$$

и в соответствии с этим пронумеруем векторы в звезде. Как видно, векторы следуют в левом направлении с шагами:

$$y_{k_s} = \frac{\varepsilon N_s - a}{p} = \frac{2\,.\,18 - 1}{5} = 7 \quad (\varepsilon = 2)$$



в

б

г

Рис. 10-15. Трехфазная обмотка с числом концентрических катушек, равным числу пар полюсов; $p = 5$, $m = 3$, $q = 2\frac{2}{5}$, $N_d = 72$, а) схема обмотки, б) звезда векторов и потенциальный многоугольник катушечных напряжений, в) фазные напряжения, соединенные в звезду, г) определение обмоточного коэффициента распределения катушечных групп.

и в правом направлении

$$y'_{k_s} = \frac{\varepsilon' N_s + a}{p} = \frac{3 \cdot 18 + 1}{5} = 11 \quad (\varepsilon' = 3).$$

Если геометрически сложить векторы в порядке их следования, то получится многоугольник катушечных напряжений. Число сторон многоугольника будет $N_s/a = 18$ и число обходов $a = 1$. Для распределения катушек по отдельным фазам многоугольник разделяется на шесть одинаковых участков *I*, *II*, *III*, ... *VI*, из которых каждых два противоположных, т. е. *I* и *IV*, *II* и *V* и *III* и *VI*, отнесем к одной фазе. Катушечные группы, соответствующие противоположным участкам, можно потом включать параллельно или последовательно. При разделении многоугольника на три участка по числу фаз, получился бы меньший обмоточный коэффициент и мы были бы лишены возможности выполнить параллельные ветви. Распределение катушечных групп по отдельным фазам можно произвести также на основании звезды векторов. Для этого разделим векторы на шесть групп (*1, 8, 15*), (*4, 11, 18*), (*7, 14, 3*), (*10, 17, 6*), (*13, 2, 9*), (*16, 5, 12*) и каждые две противоположные группы отнесем к отдельным фазам. Так например, фаза *X* будет содержать векторы (*1, 8, 15*) и (*10, 17, 6*) и т. д. Катушки обеих групп можно соединять как угодно, лучше всего так, чтобы получить наиболее короткие групповые соединения; напр., для фазы *X* при последовательном соединении: *1-6*, *8-10*, *15-17* (рис. 10-15а). Катушки, отвечающие противоположным векторам (*−6*, *−10*, *−17*), соединяются с замененными концами. Начала фаз выведены от катушек, отстоящих друг от друга на 120°, как это видно из звезды векторов.

При вычислении обмоточного коэффициента следует учитывать неодинаковое размещение катушек под отдельными полюсами; для этого вводится коэффициент положения катушечных групп κ_s. Последний дается отношением геометрической суммы векторов э. д. с. катушечных групп, принадлежащих одной фазе, к их алгебраической сумме. Например, в потенциальной диаграмме на рис. 10-15б для фазы *X* коэффициентом положения будет отношение геометрической суммы э. д. с. группы векторов *1*, *8*, *15*, т. е. хорды *I*, и отношение геометрической суммы векторов *10*, *17*, *6*, т. е. хорды *IV*, к алгебраической сумме соответствующих векторов. Так как отношение $N_s/3a$ является четным числом, то оба участка *I* и *IV* будут одинаковы; достаточно поэтому рассматривать только один из них. Коэффициент положения полюсно-фазных групп дается согласно рис. 10-15г дробью ($s = q_1$):

$$\kappa_s = \sin\left(\nu q_1 \frac{180° a}{N_s}\right) : q_1 \sin\left(\nu \frac{180° a}{N_s}\right) = \sin\left(\nu q_1 \frac{\alpha'}{2}\right) : q_1 \sin\left(\nu \frac{\alpha'}{2}\right), \qquad (10\text{-}1')$$

где ν обозначает порядок гармоники, q_1 — число сторон в одном участке, который отвечает половине числа сторон многоугольника, принадлежащего одной фазе.

ОТСУТСТВУЮТ СТРАНИЦЫ
359, 360

ОТСУТСТВУЮТ СТРАНИЦЫ
361, 362

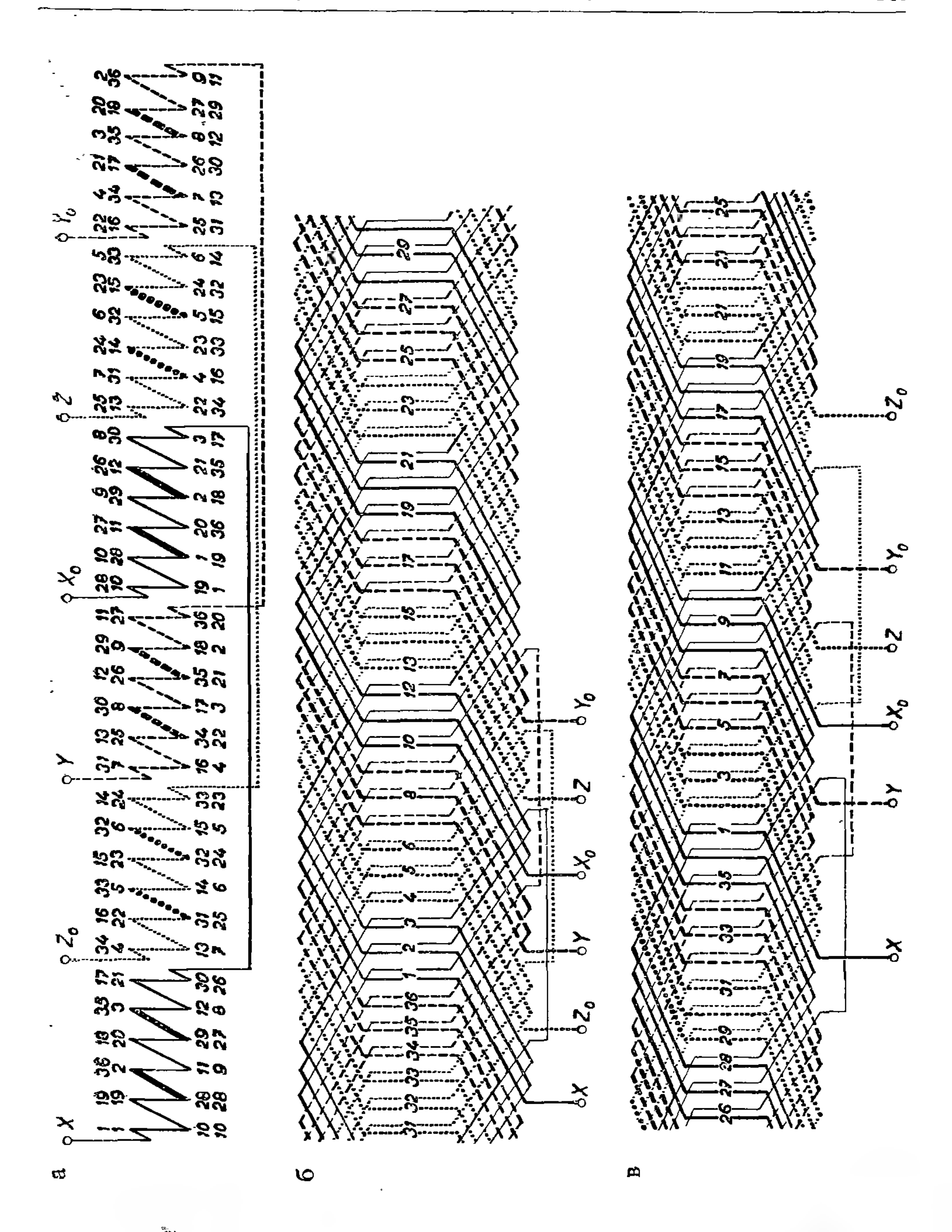


Рис. 11-5. Двухслойная стержневая волновая обмотка с катушками одинакового шага, $p = 2$, $m = 3$, $q = 3$, $N_d = 36$, $Q = 9$, $y_{d_1} = 9$, а) вспомогательная схема обмотки, б) конструкционная схема соединений с удлиненным переходным шагом, в) конструкционная схема соединений с укороченным переходным шагом.

люсно-фазные группы. Для разъемного якоря можно применить обмотку с числом катушек, равным числу пар полюсов, как показано на схеме рис. 11-3.

Выполнение однослойной волновой обмотки с катушками одинакового шага показано на рис. 11-4, где приведена схема четырехполюсной обмотки ($p = 2$) с двумя пазами на полюс и фазу ($q = 2$) и с числом пазов $N_d = 24$. Полюсное деление содержит:



Рис. 11-6. Намотка волновой обмотки ротора асинхронного двигателя 2200 квт, 3000 в, 123 об/мин (зав. им. В. И. Ленина н. п.).

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{24}{4} = 6 \text{ пазов}.$$

Задаемся обмоткой с полным шагом $y_d = y_1 = 6$ пазов. Фаза X начинается у проводника *1*, который соединяется первым шагом $y_1 = 6$ с проводником 7. От него перейдем вторым шагом $y_2 = 6$ к проводнику *13* и потом шагом y_1 к проводнику *19*. Во избежание возвращения к проводнику *1* и, вследствие этого, замыкания обхода обмотки без использования всех проводников, мы выполним второй шаг удлиненным — $y_2 = 7$ и проводник *19* соединим с проводником *2*. Вспомогательная схема этой обмотки изображена на рис. 11-4а, а отвечающая ей конструкционная схема на рис. 11-4б. Жирной линией вычерченные соединения (y_2) в вспомогательной схеме обозначают удлиненные шаги. Потенциальный многоугольник, отвечающий этому соединению, изображен на рис. 11-4в.

Второй шаг можно выполнить также укороченным — $y_2 = 5$. В таком случае проводник *19* соединяется с проводником *24*. Этому выполнению отвечает вспомогательная схема на рис. 11-4г и конструкционная схема на рис. 11-4д.

Таким же способом можно выполнить и двухслойную обмотку. На рис. 11-5 изображена двухслойная стержневая волновая обмотка с катушками с одинаковым шагом, отвечающая следующим данным:

$$m = 3, \quad p = 2, \quad q = 3, \quad N_d = 36, \quad Q = 9, \quad y_{d_1} = y_1 = 9 = y_2 .$$

По вспомогательной схеме на рис. 11-5а верхний стержень *1* соединим первым шагом y_1 с нижним стержнем *10*. Верхний стержень *19* присоединим к нему вторым шагом $y_2 = 9$ и потом соединим первым шагом y_1 с нижним стерж-

нем *28*. Во избежание возвращения вторым шагом $y_2 = 9$ к проводнику *1* переходный шаг выполняется либо удлиненным, т. е. $y_2 = 10$, вследствие чего мы перейдем к стержню 2, либо укороченным $y_2 = 8$, при котором перейдем к верхнему стержню паза *36*.

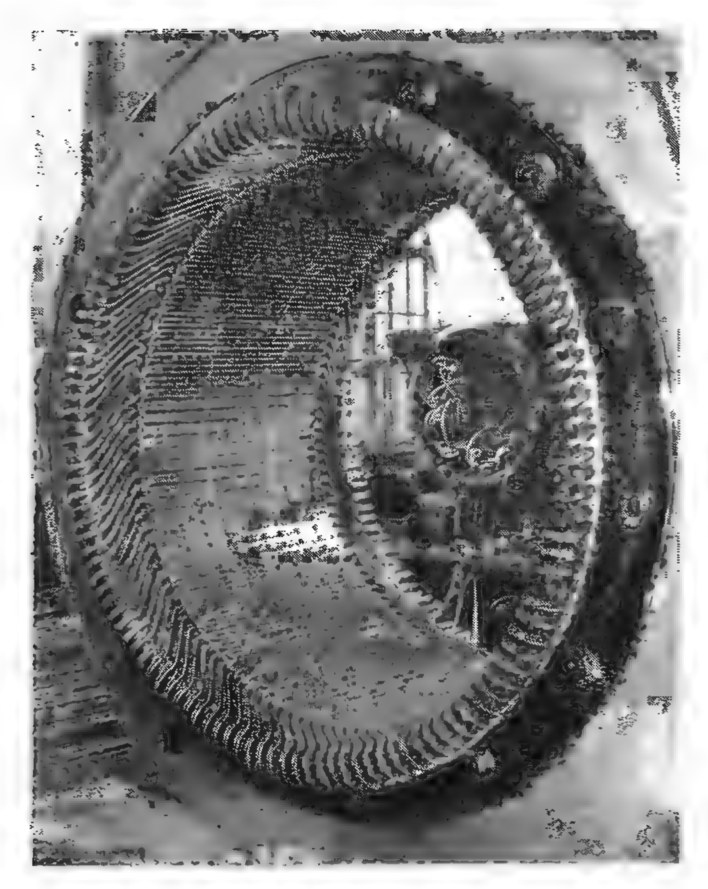


Рис. 11-7. Двухслойная обмотка статора с петлевыми катушками одинакового шага (АЭГ).

В вспомогательной схеме внутренние ряды чисел отвечают соединению с удлиненным переходным шагом и внешние — с укороченным переходным шагом. Переходные шаги вычерчены жирной линией. Например, в фазе *X* удлиненные шаги будут у стержней *2*, *3*, *11*, *12* и укороченные шаги — у стержней *36*, *35*, *27*, *26*. Конструкционная схема с удлиненным переходным шагом приведена на рис. 11-5б, а с укороченным переходным шагом — на рис. 11-5в. Двухслойные обмотки с катушками одинакового шага относятся к нормальным обмоткам постоянного тока, которые будут подробно рассмотрены в дальнейших разделах. При подробном рассмотрении вспомогательной схемы на рис. 11-5а мы видим, что она является схемой нормальной последовательной обмот-

ки. Соединение с удлиненным переходным шагом отвечает перекрещивающейся обмотке с шагом по коллектору равным

$$y_k = \frac{36+1}{2} = \frac{37}{2} = \begin{cases} y_k' = 18 \rightarrow y_2' = 9 \\ y_k'' = 19 \rightarrow y_2'' = 10. \end{cases}$$

Соединение с укороченным переходным шагом отвечает неперекрещивающимся обмоткам с шагом по коллектору

$$y_k = \frac{36-1}{2} = \frac{35}{2} = \begin{cases} y_k' = 18 \rightarrow y_2' = 9 \\ y_k'' = 17 \rightarrow y_2'' = 8. \end{cases}$$

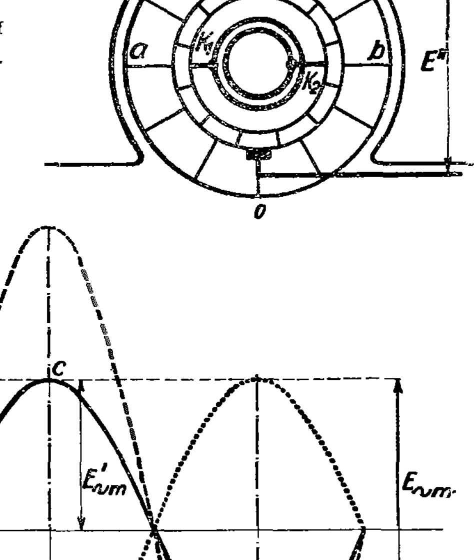
На рис. 11-6 изображена фотография намотки волновой обмотки ротора крупного асинхронного двигателя завода имени В. И. Ленина н. п. (заводы Шкода). Статор этой машины был изображен на рис. 10-16. На рис. 11-7 изображена двухслойная обмотка статора с петлевыми катушками одинакового шага фирмы АЭГ.

12. РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ОБМОТКИ

а) ОБМОТКИ РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ, ЗАМКНУТЫЕ

Замкнутые распределенные обмотки применяются у одноякорных преобразователей тока, у генераторов постоянного тока с делителем напряжения и у коллекторных двигателей переменного тока. Представим себе двухполюсный якорь постоянного тока, показанный на рис. 12-1, с одной парой ветвей и с большим числом катушек по окружности якоря. Потенциальная диаграмма этой обмотки будет приближаться к окружности (рис. 12-2). Принимаем во внимание только основную гармонику главного магнитного поля. Если соединить две произвольные противоположные точки обмотки a и b с контактными кольцами K_1 и K_2, то между обоими кольцами получим наибольшее возможное напряжение однофазного переменного тока. Амплитуда этого напряжения на кольцах совпадает с моментом времени, когда ось $\overline{ab}$ сольется с осью щеток $\overline{oo'}$, т. е. когда пластины, через которые обмотка была соединена с кольцами, попадут под щетки; причем одна под положительную, а другая под отрицательную полярность. В этот момент времени напряжение между обоими кольцами равняется напряжению между щетками на стороне постоянного тока. В положении оси $\overline{ab}$, перпендикулярном к оси щеток $\overline{oo'}$, напряжение между обоими кольцами равняется нулю. Допустим, что ось комплектов щеток $\overline{oo'}$ неподвижна и потенциальная диаграмма вращается с угловой скоростью якоря;

тогда мгновенное напряжение между обоими кольцами, при любом положении якоря, дается проекцией диаметра $\overline{ab}$ на ось щеток $\overline{oo'}$ (рис. 12-1б). При присоединении еще двух противоположно лежащих точек c, d, ось которых $\overline{cd}$ перпендикулярна к $\overline{ab}$, получилось бы напряжение с одинаковой амплитудой, но смещенное по фазе на 90 электрических градусов. Якорь в этом случае будет четырехфазный, с эффективным фазным напряжением $E_f = E_{=}/2\sqrt{2}$. Амплитуды фазных напряжений равняются



$$E_{=}/2 = \overline{sa} = \overline{sb} = \overline{sc} = \overline{sd}\,.$$

б

Рис. 12-1. Схема двухполюсного якоря постоянного и переменного тока.

Линейные напряжения между точками $a - c$, $c - b$, $b - d$, $d - a$ будут равняться $E_s = E_f\sqrt{2} = E_{=}/2$. Если одноякорный преобразователь тока загрузить на стороне постоянного тока, то в якоре образуется как постоянный, так и переменный токи, которые на себя накладываются.

Для получения четырехфазной замкнутой распределенной обмотки мы вывели из обмотки постоянного тока четыре равноотстоящие точки на одну пару полюсов. Аналогично, для трехфазной обмотки мы выведем из якоря три и для шестифазной обмотки шесть равноотстоящих точек. Заметим, что у замкнутых

обмоток обычно отсутствует центр фазной системы S. В случае необходимости мы должны его искусственно создать.

В общем случае, если желательно вывести m фаз из обмотки постоянного тока, то каждую пару ветвей разделим на m одинаковых участков и точки деления присоединим к m кольцам. Причем каждое кольцо имеет a присоединений. В том случае, когда замкнутая обмотка находится на статоре, соединения выводятся из точек деления прямо к зажимам зажимной дощечки машины.

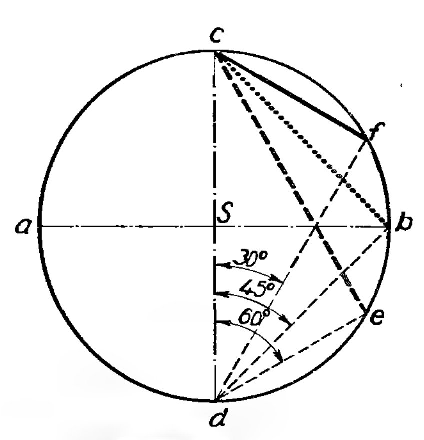


Рис. 12-2. Графическое определение напряжений сети для различного числа фаз.

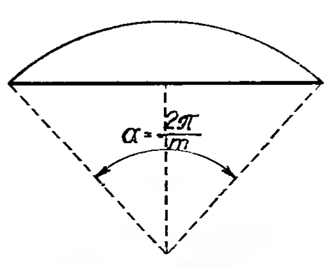


Рис. 12-3. Определение обмоточного коэффициента распределения при $q = \infty$.

При потенциальной диаграмме в виде окружности, линейные напряжения между отдельными выводами при разном числе фаз можно определить графически (рис. 12-2). Опишем окружность из центра s диаметром

$$\overline{cd} = \frac{E_{''}}{\sqrt{2}},$$

где $E_{''}$ является напряжением постоянного тока. Тогда эффективное фазное напряжение однофазного тока дается радиусами $\overline{sc}$ и $\overline{sd}$.

$$E_1' = \overline{sc} = \overline{sd} = \frac{1}{2}\frac{E_{''}}{\sqrt{2}} = 0{,}3535E_{''}$$

и линейное напряжение между точками деления c и d будет

$$E_1 = \overline{cd} = \frac{E_{''}}{\sqrt{2}} = 0{,}707E_{''}.$$

При трехфазной обмотке ($m = 3$) линейное напряжение между выводами дается стороной вписанного равностороннего треугольника

$$E_3 = \overline{ce} = \frac{E_{''}}{\sqrt{2}}\sin 60^\circ = \frac{E_{''}}{\sqrt{2}}\sin\frac{\pi}{3} = 0{,}612E_{''}.$$

При $m = 4$ мы аналогично получим

$$E_4 = \overline{cb} = \frac{E_{\prime\prime}}{\sqrt{2}} \sin 45° = \frac{E_{\prime\prime}}{\sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{4} = 0{,}5 E_{\prime\prime}.$$

При $m = 6$ будет (сторона вписанного шестиугольника)

$$E_6 = \overline{cf} = \frac{E_{\prime\prime}}{\sqrt{2}} \sin 30° = \frac{E_{\prime\prime}}{\sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{6} = 0{,}3535 E_{\prime\prime}.$$

В общем случае для m фаз линейное напряжение будет

$$E_m = \frac{E_{\prime\prime}}{\sqrt{2}} \sin \frac{\pi}{m}.$$

Если, например, на стороне постоянного тока у одноякорного преобразователя требуется напряжение $E_{\prime\prime} = 500$ в, то необходимо иметь при холостом ходе на стороне переменного тока в трехфазном соединении напряжение $E_3 = 0{,}612 \cdot 500 = 306$ в; при шестифазном соединении напряжение $E_6 = 0{,}353 \cdot 500 = 177$ в.

Коэффициенты распределения будут:

для основной гармоники (рис. 12-3)

$$\kappa_{r_1} = \frac{\text{длина хорды}}{\text{длина дуги}} = \frac{2 \sin (\pi/m)}{2\pi/m}$$

и для ν-ой гармоники

$$\kappa_{\nu_r} = 2 \sin \left(\nu \frac{\pi}{m}\right) : \nu \frac{2\pi}{m}.$$

В соответствии с этим для однофазного тока ($m = 2$) получим

$$\kappa_{r_1} = \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi}{2} = 0{,}637.$$

$$\kappa_{r_\nu} = \frac{2}{\nu\pi} \sin \left(\nu \frac{\pi}{2}\right) = \frac{2}{\nu\pi}.$$

Для трехфазного тока ($m = 3$)

$$\kappa_{r_1} = 2 \sin \frac{\pi}{3} : \frac{2\pi}{3} = 0{,}827,$$

$$\kappa_{r_\nu} = 2 \sin \left(\nu \frac{\pi}{3}\right) : \nu \frac{2\pi}{3} = \frac{3}{\nu\pi} \sin (\nu\, 60°).$$

Для четырехфазного тока ($m = 4$)

$$\kappa_{r_1} = 2\sin\frac{\pi}{4} : \frac{2\pi}{4} = \frac{4}{\pi}\sin 45^\circ = 0{,}90\,,$$

$$\kappa_{r_\nu} = 2\sin\left(\nu\frac{\pi}{4}\right) : \nu\frac{\pi}{2} = \frac{4}{\nu\pi}\sin\left(\nu\, 45^\circ\right).$$

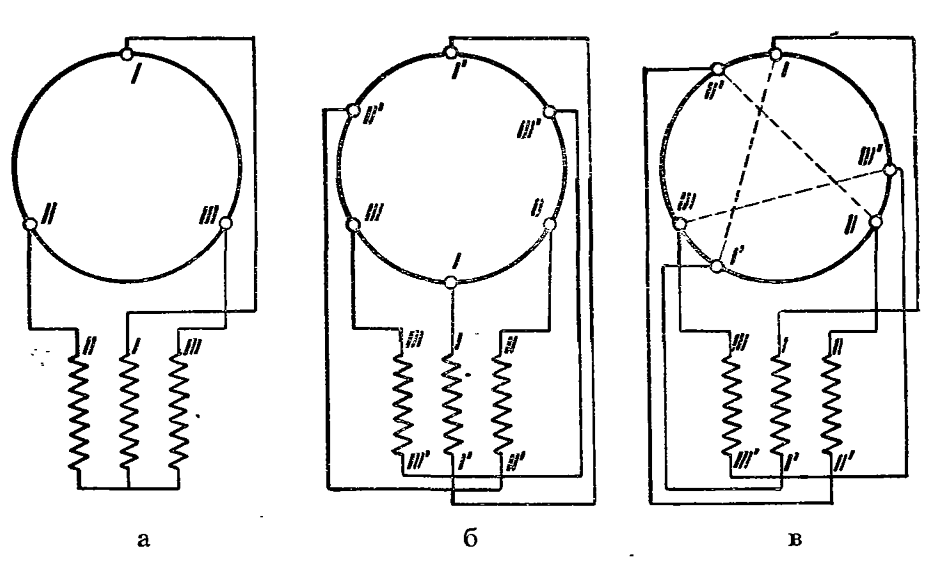


Рис. 12-4. Применение замкнутых распределенных обмоток для одноякорных преобразователей; а) схема трехфазного одноякорного преобразователя, б) схема шестифазного одноякорного преобразователя с симметричным питанием, в) схема шестифазного одноякорного преобразователя с несимметричным питанием.

Для шестифазного тока ($m = 6$)

$$\kappa_{r_1} = 2\sin\frac{\pi}{6} : \frac{2\pi}{6} = \frac{6}{\pi}\sin\frac{\pi}{6} = 0{,}955\,,$$

$$\kappa_{r_\nu} = 2\sin\left(\nu\frac{\pi}{6}\right) : \nu\frac{\pi}{3} = \frac{6}{\nu\pi}\sin\left(\nu\frac{\pi}{6}\right).$$

У одноякорного преобразователя якорь питается со стороны переменного тока через питающий трансформатор. У мелких одноякорных преобразователей якорь обычно применяется в трехфазном выполнении (рис. 12-4а), у более крупных — в шестифазном (рис. 12-4б). Питающие трансформаторы для питания трехфазных якорей одноякорных преобразователей нельзя применять в соединении в зигзаг, так как такое включение нарушает нормальный синхронный ход машины.

Если каждую пару параллельных ветвей обмотки постоянного тока разделим на m одинаковых участков, то найдем точки питания обмотки. Необходимо, чтобы все потенциальные многоугольники отдельных пар параллельных ветвей перекрывались и, чтобы число сторон многоугольника одной пары ветвей делилось на число фаз m. Тогда обозначенные точки питания в потенциальной диаграмме являются также эквипотенциальными точками, которые можно соединить уравнительными соединениями.

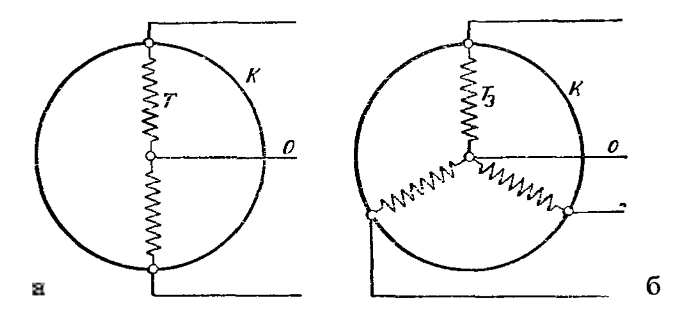


Рис. 12-5. Схема вывода нулевого проводника; а) однофазная, б) трехфазная.

У шестифазного якоря одноякорного преобразователя нет необходимости, чтобы точки питания каждой фазы трехфазного тока в потенциальном многоугольнике распологались точно диаметрально противоположно. При числе сторон многоугольника, кратном трем, каждую из трех секций обмотки можно разделить на два участка, которые не должны быть точно одинаковы. Таким образом получится шесть участков обмотки, из которых, например нечетные, будут короче и одинаковы, а четные будут длиннее и также одинаковы (рис. 12-4в).

Недостатком замкнутых обмоток является отсутствие выведенной нулевой точки. Для получения нулевой точки применяется так называемый делитель напряжения. На рис. 12-5 изображена однофазная и трехфазная схемы выводов нулевой точки. Здесь K обозначает обмотку якоря, T — однофазный делитель напряжения и T_3 — трехфазный делитель напряжения.

б) ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

У машин постоянного тока иногда бывает необходимо вывести нулевой проводник. Для этого применяются различные способы. Некоторые из них показаны на рис. 12-6. На рис. 12-6а разделение напряжения осуществляется при помощи однофазного делителя, который по существу является однофазным трансформатором. На рис. 12-6б показан трехфазный делитель, а на рис.

12-6в — шестифазный. Очевидно, чем больше число фаз имеет делитель напряжения, тем лучше напряжение в обеих ветвях генератора постоянного тока выравнивается.

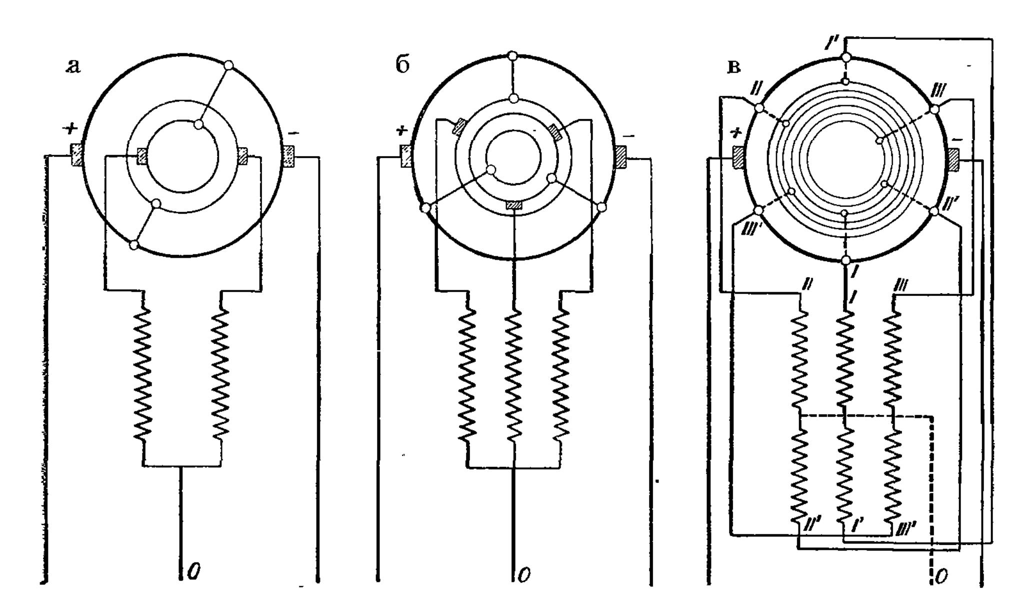


Рис. 12-6. Схемы делителей напряжения; а) однофазного, б) трехфазного, в) шестифазного

в) РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ОБМОТКИ, РАЗОМКНУТЫЕ (РАЗРЕЗНЫЕ)

Замкнутые обмотки имеют еще один недостаток, а именно: при малом числе фаз имеют малый обмоточный коэффициент и значит, с электрической точки зрения, мало использованы. Поэтому обыкновенно применяются разомкнутые распределенные обмотки. При применении обмотки постоянного тока только для переменных токов, целесообразно каждую пару ветвей обмотки соответствующим образом разрезать и образовавшиеся части соединить согласно нашим требованиям.

Пусть в обмотке имеется a пар параллельных ветвей. Математическое число фаз, определяющее число полюсно-фазных групп, на которые разделяется одна пара параллельных ветвей, обозначим через m'. Тогда число всех групп будет am'. Полюсно-фазную группу составляет группа катушек определенной фазы в одном полюсном делении.

Изобразим потенциальный многоугольник катушечных напряжений одной пары параллельных ветвей распределенной обмотки постоянного тока в виде окружности. При том предполагаем, что число пазов по окружности якоря

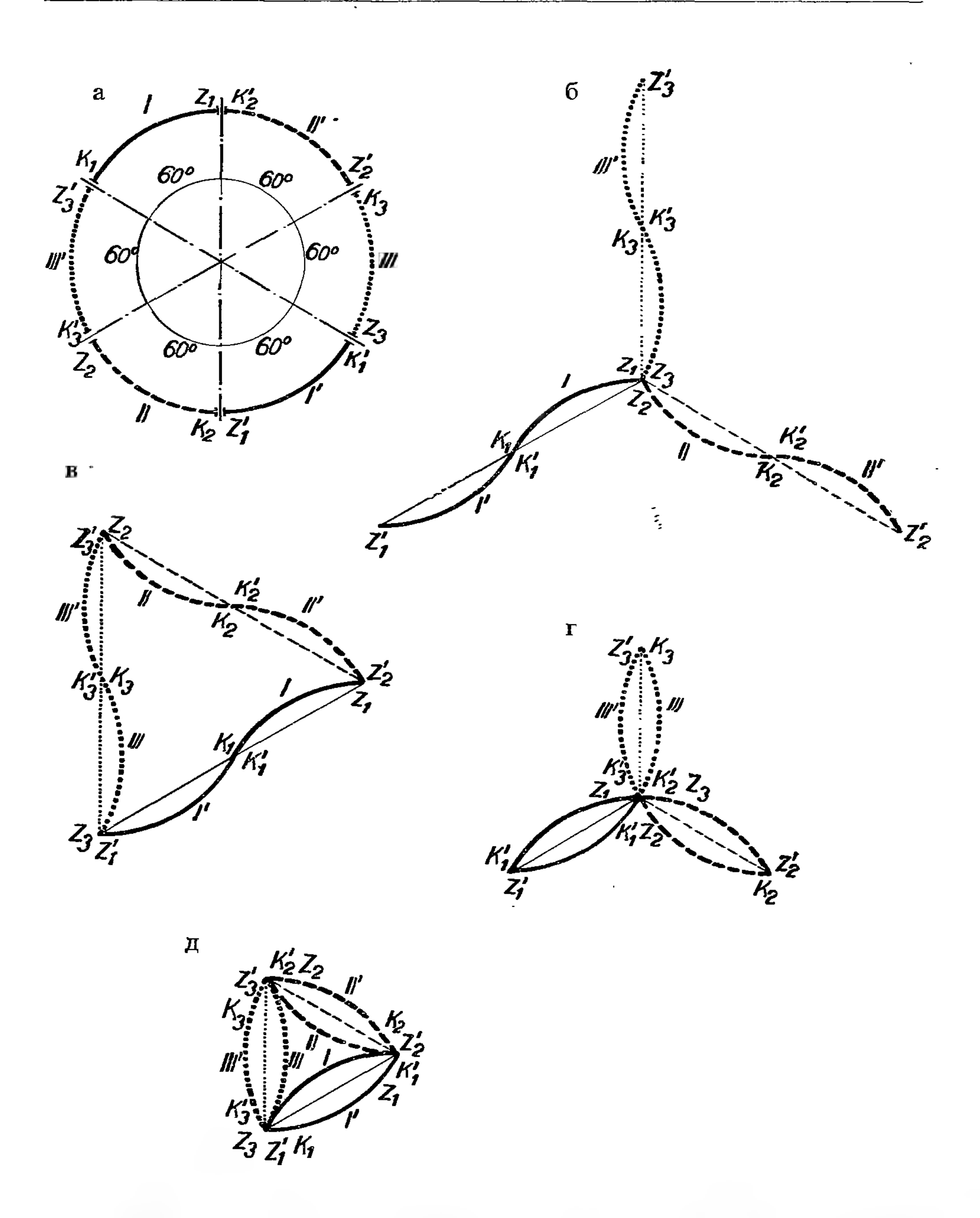


Рис. 12-7. Схематическое изображение распределенной обмотки с одной парой параллельных ветвей, симметрично разрезанной на математические фазы в потенциальной окружности; а) окружность основной обмотки, разделенная на шесть математических фаз, б) соединение в звезду, в) соединение в треугольник, г) соединение в двойную звезду, д) соединение в двойной треугольник.

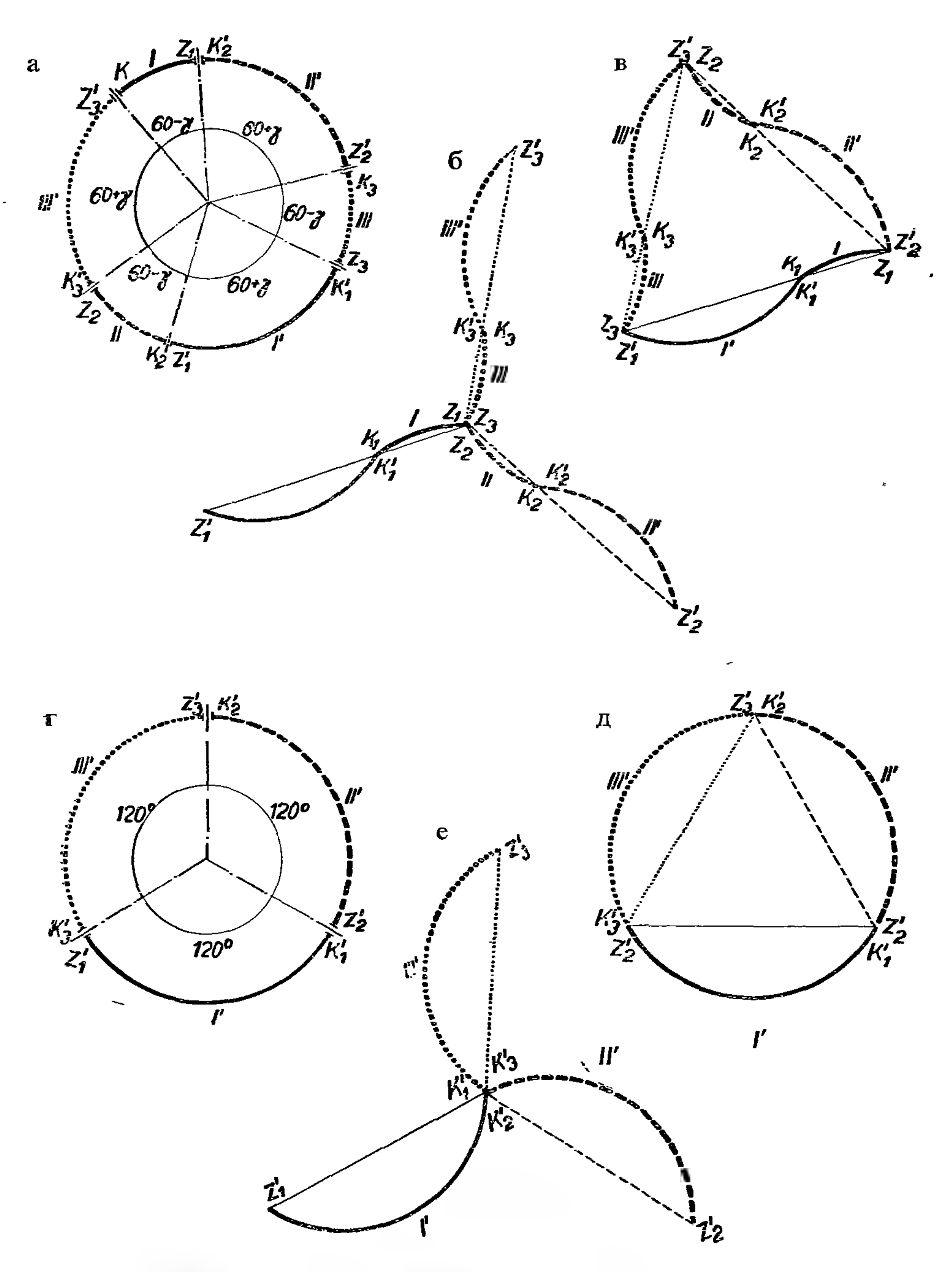


Рис. 12-8. Схематическое изображение несимметрического разреза распределенной обмотки с одной парой параллельных ветвей в потенциальной окружности; а) окружность основной обмотки, разделенная на шесть математических фаз с неодинаковыми зонами, б) соединение в звезду, в) соединение в треугольник, г) окружность основной обмотки, разделенная на три математические фазы, д) соединение в треугольник, е) соединение в звезду.

достаточно велико. При разделении этой пары ветвей на шесть одинаковых частей получится шесть математических фаз ($m' = 6$) с одинаковыми зонами (рис. 12-7а). Зоной называется ширина математической фазы в потенциальном многоугольнике катушечных напряжений, выраженная числом соответствующих катушек. Отдельные зоны пронумеруем в обратном направлении вращения часовых стрелок римскими цифрами *I*, *III'*, *II*, *I'*, *III*, *II'*. Начала участков обозначим через *Z* и концы через *K*, с соответствующими индексами. Каждая зона распределена в угле 60°, так что противоположные зоны сдвинуты друг относительно друга на 180°. Так как зоны имеют одинаковые напряжения, то можно их соединить в одну фазу либо последовательно, либо параллельно. В результате получатся три подлинные фазы ($m = 3$). При соединении двух диаметрально противоположных зон последовательно, полученные фазы соединяются либо в звезду (рис. 12-7б), либо в треугольник (рис. 12-7в). Аналогично, при соединении диаметрально противоположных зон параллельно, образуется либо двойная звезда (рис. 12-7г), либо двойной треугольник (рис. 12-7д).

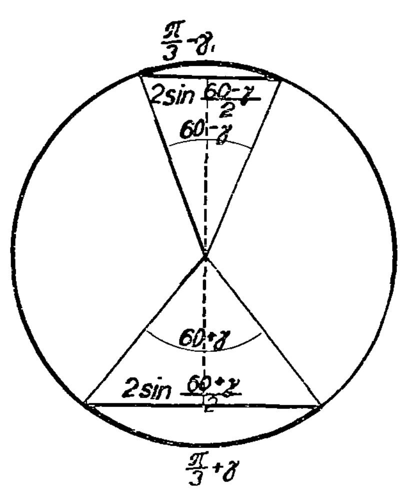


Рис. 12-9. Нахождение обмоточного коэффициента при неодинаковых зонах для обмотки с $q = \infty$.

При разомкнутых обмотках не требуется, чтобы обе противоположные зоны были одинаковы. Когда обмотка разрезалась на шесть фаз ($m' = 6$) по рис. 12-7а, она разделялась так, что отдельные участки — зоны были одинаковы и занимали ширину 60°. Можно, однако, разрезать ее и по рис. 12-8а, где две соседние зоны совместно занимают область 120°, но при том одна зона шире, с угловым диапазоном ($60° + \gamma$), а другая — уже, с углом ($60° - \gamma$). Эта обмотка имеет преимущество по сравнению с шестифазным выполнением с одинаковыми зонами, которое требует, чтобы потенциальный многоугольник имел число сторон делимое на шесть. Здесь вполне достаточно, чтобы число сторон делилось на три. Обмотки с неодинаковыми зонами применяются главным образом при дробном числе пазов на полюс и фазу, т. е. когда q не является целым числом. Однако, применение неодинаковых фаз удобно и при симметричных обмотках в тех случаях, когда желательно исключить какую-нибудь гармонику. Эти обмотки имеют именно характер обмоток с укороченным шагом на угол γ. Соответствующим выбором угла γ мы исключим из реактанца обмотки некоторые высшие гармоники, что нам дает иногда возможность улучшить уже готовые обмотки путем изменения количества разрезов (обмотка Климы). Однако, если обмотка разрезается на несимметричные части, то противоположные зоны нельзя соединять параллельно, а только последовательно.

Определим обмоточный коэффициент у обмотки с неодинаковыми зонами (рис. 12-9) из отношения:

$$\kappa = \left[2\sin\frac{60-\gamma}{2} + 2\sin\frac{60+\gamma}{2}\right] : \left[\left(\frac{\pi}{3}-\gamma\right) + \left(\frac{\pi}{3}+\gamma\right)\right].$$

При решении гониометрической функции суммы и разности углов получится

$$\kappa = 4\sin 30^\circ \cos\frac{\gamma}{2} : \frac{2\pi}{3},$$

или

$$\kappa = \frac{3}{\pi}\cos\frac{\gamma}{2}, \qquad (12\text{-}1)$$

где множитель $3/\pi$ является коэффициентом распределения при $q = \infty$ и множитель $\gamma/2$ является так называемым коэффициентом зон. Если ширины зон q_1 и q_2 выражаются числом катушек, то можно написать

$$\alpha q_1 = (60^\circ + \gamma),$$
$$\alpha q_2 = (60 - \gamma),$$

где α является углом между пазами $\alpha = \pi/Q$.

Тогда получим

$$\alpha(q_1 - q_2) = 2\gamma$$

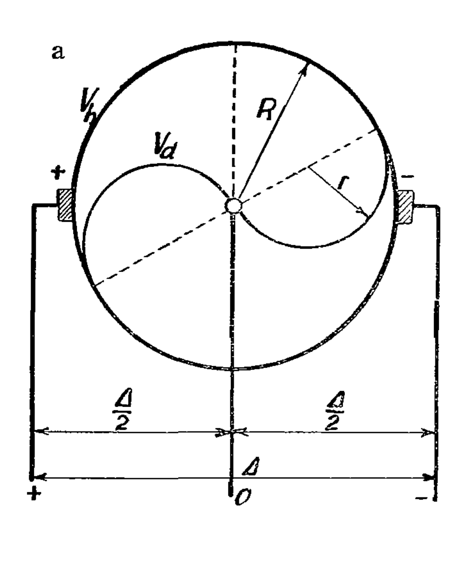
и коэффициент зон будет дан уравнением

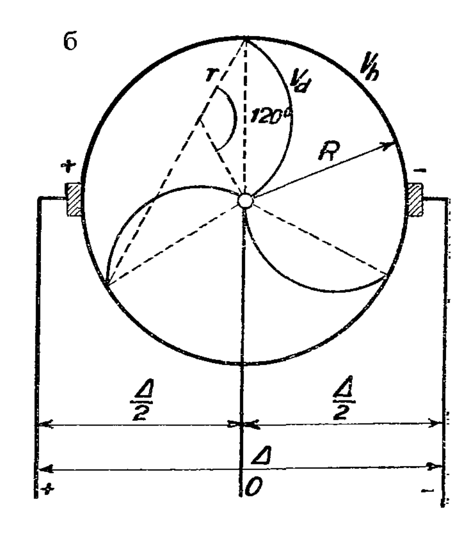
$$\kappa_s = \cos(q_1 - q_2)\frac{\alpha}{4}. \qquad (12\text{-}2)$$

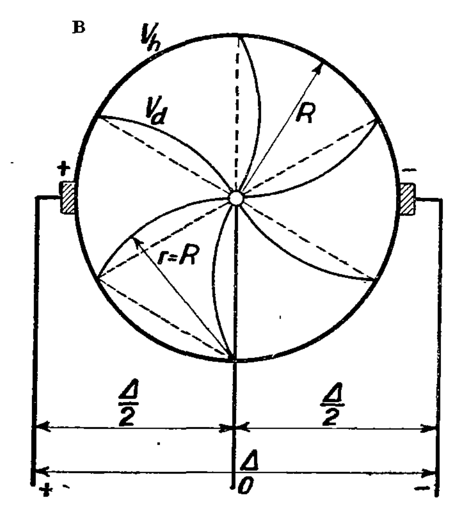
При угле $\gamma = 60^\circ$ шестифазная разрезная обмотка переходит в трехфазную (рис. 12-8г, д, е). При сравнениии коэффициента зоны с коэффициентом шага по уравнению (5-8) видно, что оба уравнения тождественны, т. е. сужение или расширение зоны является эквивалентным укорочению или удлинению шага.

г) ВЫВОД УЗЛА ОБМОТКИ ПОСТОЯННОГО ТОКА ПРИ ПОМОЩИ РАЗОМКНУТОЙ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ОБМОТКИ

Разомкнутая распределенная обмотка переменного тока может применяться в соединении с обмоткой постоянного тока, например, в целях вывода нулевого проводника для трехпроводниковой системы постоянного тока (рис. 12-10). Для этого к нормальной обмотке постоянного тока присоединяется в m' точках обмотка переменного тока, разрезанная на m' математических фаз, концы которых соединены в узел. Затем узел выводится через контактное кольцо







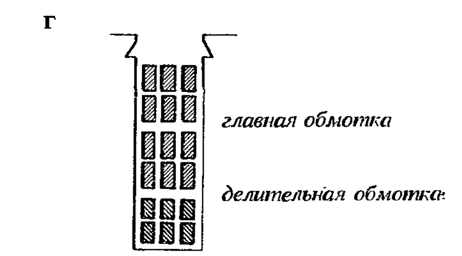


Рис. 12-10. Схема вывода нулевого проводника в трехпроводниковой системы; а) однофазная, б) трехфазная, в) шестифазная, г) размещение обеих обмоток в пазу.

из машины к дощечке зажимов и присоединяется к нулевому проводнику. Обе обмотки вкладываются в общие пазы (рис. 12-10г).

Окружность V_h на рис. 12-10 является потенциальной диаграммой обмотки постоянного тока; вписанные дуги V_d представляют собой потенциальные диаграммы разрезной обмотки переменного тока. Взаимоотношение числа проводников главной обмотки постоянного тока и числа проводников делительной обмотки переменного тока зависит от числа фаз m' и числа пар параллельных ветвей обмотки постоянного тока.

Обозначим: число проводников обмотки постоянного тока $'N$, общее число проводников делительной обмотки $'N_1$, и число проводников одной математи-

ческой фазы делительной обмотки $'N_f$. Предположим, что обе обмотки имеют одинаковое число пар параллельных ветвей.

Для $m' = 2$ согласно рис. 12-10а получится

$$r = \frac{R}{2}, \quad 'N_1 = \frac{'N}{2}, \quad 'N_f = \frac{'N}{4},$$

где r является радиусом потенциальной диаграммы делительной обмотки и R — радиусом потенциальной диаграммы обмотки постоянного тока.

Для $m' = 3$ (рис. 12-10б) будет:

$$r = \frac{R}{\sqrt{3}}, \quad 'N_1 = \frac{'N}{3}, \quad 'N_f = \frac{'N_1}{3} = \frac{'N}{3\sqrt{3}}.$$

Аналогично для $m' = 6$ (рис. 12-10в) будет:

$$r = R, \quad 'N_1 = 'N, \quad 'N_f = \frac{'N_1}{6} = \frac{'N}{6}.$$

д) ОПРЕДЕЛЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОБМОТКИ ОДНОЙ ФАЗЫ

Для надлежащего использования обмотки весьма важно знать, какую ширину занимает полюсно-фазная группа по сравнению с полюсным делением. Предположим, что имеется распределенная обмотка с полным шагом, разрезанная на m' математических фаз. Одна пара ветвей обмотки постоянного тока занимает в магнитном поле 360 электрических градусов. Тогда ширина одной полюсно-фазной группы, которая у двухполюсной машины отвечает одной математической фазе, будет равняться $2Q/m'$ пазам, где Q обозначает число пазов на одно полюсное деление. Отношение ширины полюсно-фазной группы к полюсному делению будет равняться

$$\frac{2Q}{m'} : Q = \frac{2}{m'}.$$

Каждая пара параллельных ветвей составляет m' математических фаз, которые в общем случае соединены в m подлинных фаз. Число пазов, приходящихся на полюс и подлинную фазу, отвечает

$$q = \frac{N_d}{2pm},$$

где N_d является общим числом пазов. На одно полюсное деление приходится

$$Q = \frac{N_d}{2p} = mq \text{ пазов}.$$

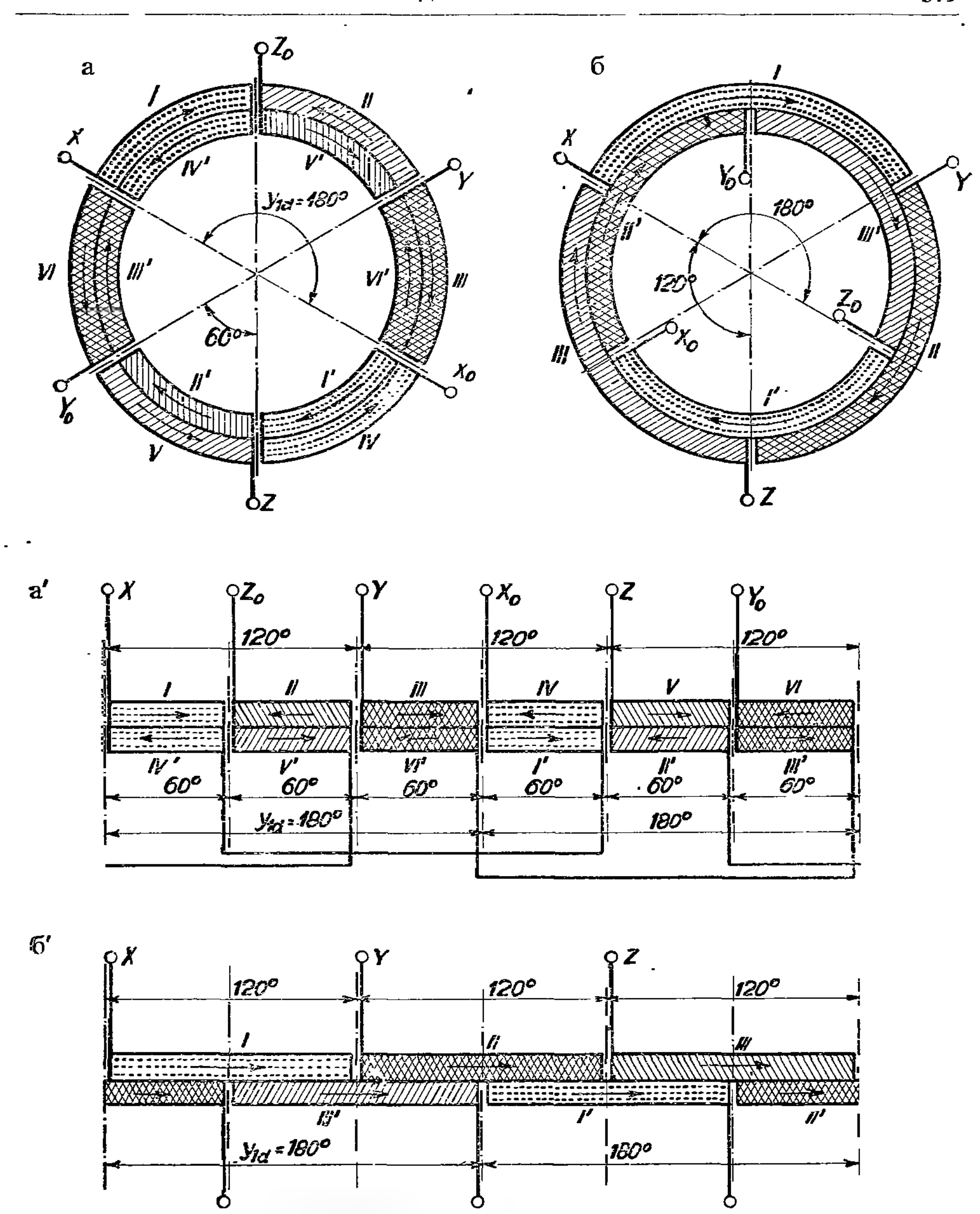


Рис. 12-11. Схематическое изображение распределения полюсно-фазных групп при симметричном разрезе двухслойной двухполюсной обмотки; а) и а′) шестифазная разрезная обмотка с полным шагом, б) и б′) трехфазная разрезная обмотка с полным шагом.

Тогда ширина полюсно-фазной группы будет

$$S = \frac{2Q}{m'} = 2\frac{m}{m'}q \text{ пазам}.$$

Так например, при $m = 3$, $m' = 6$ будет

$$S = 2\,.\,\tfrac{3}{6}q = q\,.$$

Если выбрать $m = m'$, то увидим, что ширина полюсно-фазной группы равняется удвоенной ширине группы подлинной фазы на один полюс

$$S = 2q\,.$$

Так например, при $m = 3$, $m' = 3$ будет

$$S = \tfrac{2}{3}Q = 2q\,.$$

Так как каждую пару параллельных ветвей мы разделим на m' частей, то общее число полюсно-фазных групп будет

$$n_{s_v} = am'$$

и число катушек в ветви и группе будет

$$N_{c_1} = \frac{N_c}{am'}\,,$$

где N_c является общим числом катушек в машине. У однослойных обмоток будет

$$N_{c_1} = \frac{pq}{2a}\,.$$

При вычислении ширины полюсно-фазной группы мы предполагали, что группы одинаковы и обмотка выполнена с полным шагом. В том случае, когда шаг укорочен или удлинен, или же полюсно-фазные группы неодинаковы (например, у обмоток Климы), в действительности ширина полюсно-фазной группы будет больше, чем мы предполагали.

Объясним сказанное схематически на простых примерах. В качестве исходной обмотки пусть будет распределенная обмотка постоянного тока с бесконечным числом пазов на полюс и фазу $(q = \infty)$, с одной парой полюсов $(p = 1)$ и с одной парой параллельных ветвей $(a = 1)$. Обмотка является двухслойной, так что передние стороны катушек лежат в верхнем слое, а задние стороны в нижнем слое пазов. Эта обмотка, изображенная на рис. 12-11a и рис. 12-11a′, имеет полный шаг и разрезана на шесть одинаковых полюсно-фазных групп $(m' = 6)$. Обмотка в разрезе изображена на рис. 12-11a, а развернутая схема на рис. 12-11a′. Каждая полюсно-фазная группа, состоящая из верхнего и нижнего слоев обмотки, занимает треть полюсного деления, т. е. 60 электрических градусов. Верхние слои, в которых помещаются передние стороны полюсно-фазных групп, обозначены римскими цифрами $(I, II, \ldots, VI)$; нижние же слои, отвечающие задним сторонам, обозначены теми же цифрами со штрихом $(I', II', \ldots, VI')$. При полном шаге на каждую фазу приходится две диаметраль-

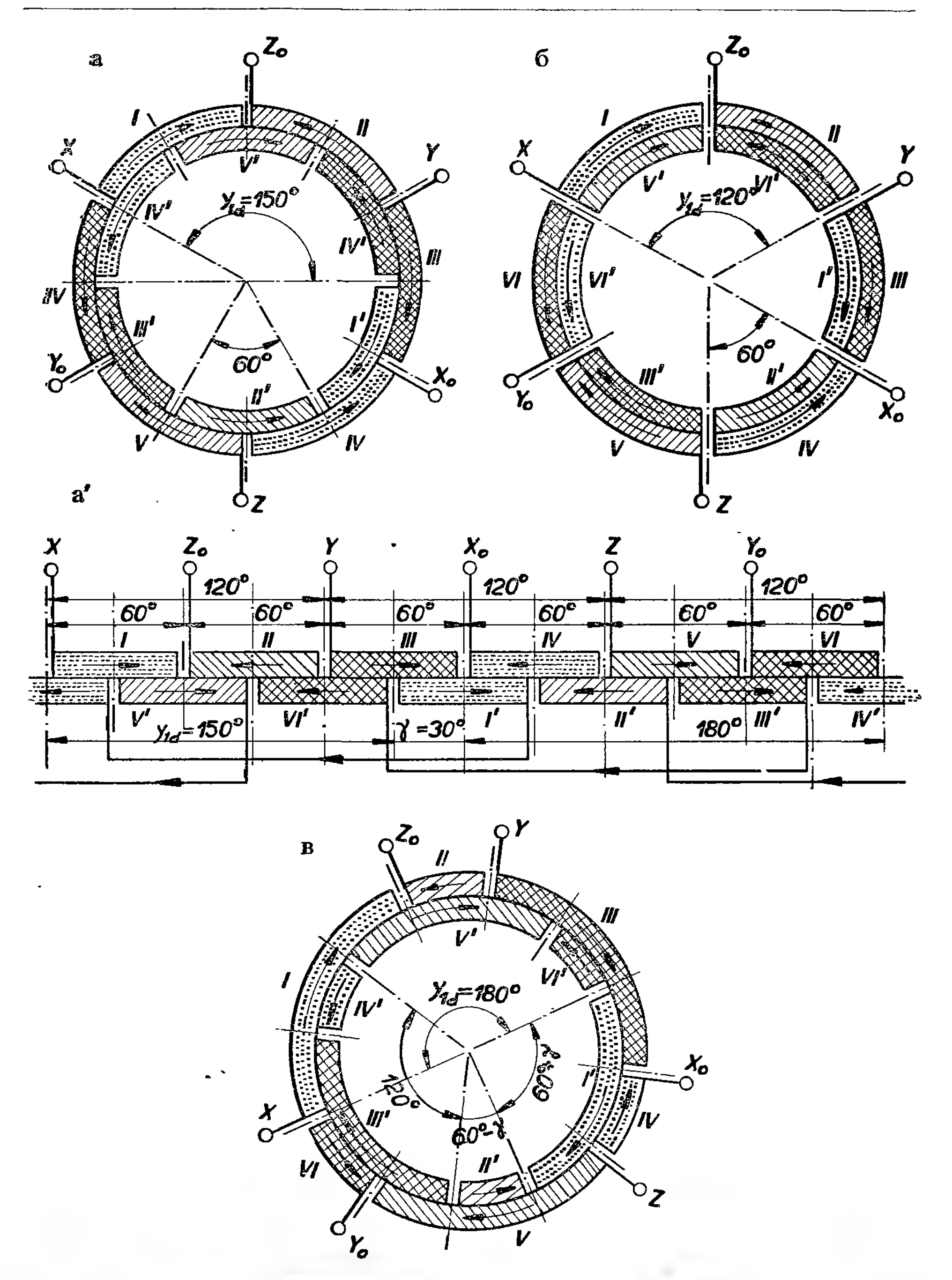


Рис. 12-12. Схематическое изображение распределения полюсно-фазных групп двухслойной двухполюсной обмотки; а) и а′) шестифазная, симметрично разрезанная обмотка с укороченным шагом на 30°, б) шестифазная, симметрично разрезанная обмотка с укороченным шагом на 60°, в) шестифазная, несимметрично разрезаннаю обмотка с полным шагом.

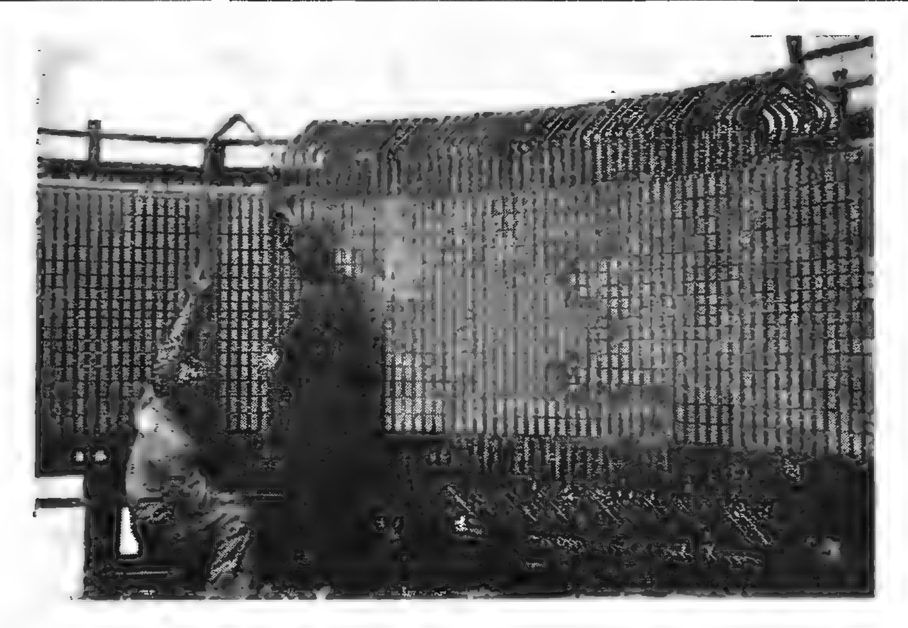


Рис. 12-13. Укладка катушек распределенной обмотки в статор альтернатора 12,8 мва, 10 кв, 125/370 об/мин (завод им. В. И. Ленина, н. п.).

Рис. 12-14. Намотка шестнадцатиполюсной обмотки статора альтернатора 27 мва, 10,5 кв (завод им. В. И. Ленина, н. п.).

но противоположные группы. Так например, у фазы X это будут номера *I*, *I'* и *IV*, *IV'*, т. е. в каждом пазу в верхнем и нижнем слое будут расположены проводники той же фазы. Выводы отдельных фаз X, Y, Z находятся в трех равноудаленных друг от друга точках, т. е. сдвинуты между собой на 120°. Тот же угол составляют и концы фаз X_0, Y_0, Z_0. Стрелки на рисунках обозначают направление обмотки от зажима к узлу.



Рис. 12-15. Шестиполюсная двухслойная обмотка асинхронного двигателя 220 квт, 6 кв, в стадии изготовления (ЧКД — Прага, н. п.).

На рис. 12-11б и рис. 12-11б′ показана в разрезе и в развернутой схеме обмотка с полным шагом, разрезанная на три фазы. Каждую фазу составляет группа передних сторон катушек, лежащих в верхней части паза, и группа задних сторон катушек, расположенных диаметрально противоположно и лежащих в нижней части паза. Во всех пазах, в верхнем и нижнем слоях, расположены проводники двух различных фаз.



Рис. 12-16. Три ротора асинхронных двигателей. Первый — с двухслойной распределенной обмоткой, второй — с однослойной и третий — с концентрической обмоткой с числом катушек, равным числу пар полюсов (ЧКД — Прага, н. п.).

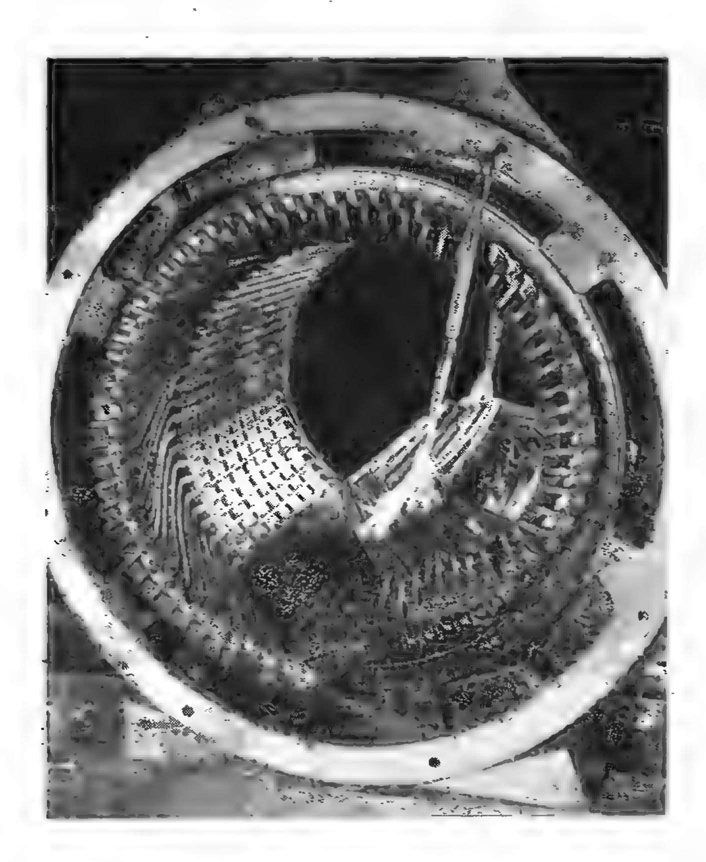


Рис. 12-17. Намотка двухслойной распределенной обмотки статора в последней стадии изготовления (АЭГ).

На рис. 12-12а и рис. 12-12а′ показана симметрично разрезанная шестифазная обмотка с укороченным шагом на 30°. Каждая фаза имеет также в каждом слое две полюсно-фазные группы; причем нижние группы сдвинуты по фазе относительно верхних групп. Поэтому встречаются пазы, у которых в обоих слоях

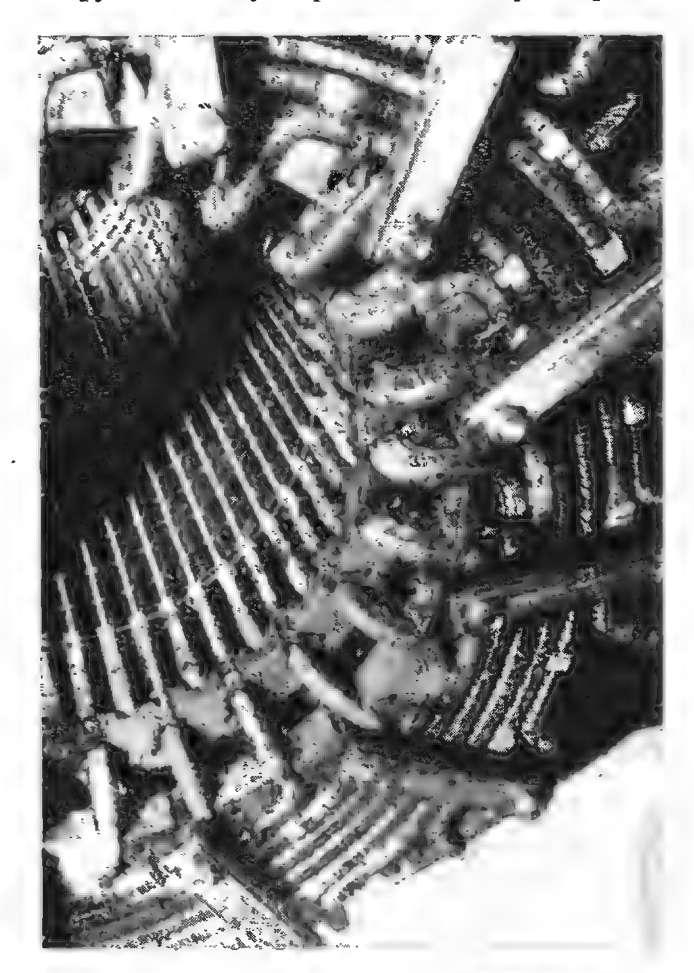


Рис. 12-18. Однослойная обмотка турбоальтернатора с эвольвентными лобовыми соединениями (ББК).

находятся проводники одинаковой фазы и пазы, у которых проводники принадлежат двум различным фазам. На рис. 12-12б изображена симметричная шестифазная обмотка с укороченным шагом на треть полюсного деления. В каждом пазу расположены проводники двух различных фаз; полюсно-фазные группы здесь занимают треть полюсного деления. На рис. 12-12в показана шестифазная несимметрично разрезанная обмотка с полным шагом по способу Климы. В каждом слое находится шесть полюсно-фазных групп, из которых три имеют

ширину (60° $+\gamma$), а три остальные (60° $-\gamma$). Каждая фаза состоит из одной широкой и одной узкой группы, которые расположены в различных слоях. Тогда две соседние группы займут ширину 120°. В некоторых пазах проводники в обоих слоях таким образом принадлежат одной и той же фазе, в иных пазах двум различным фазам. Что касается распределения объемов тока по окружности якоря, то у обмоток на рис. 12-11б и рис. 12-12б они эквивалентны. Это относится также и к обмоткам на рис. 12-12а и рис. 12-12в.

Приведем несколько фотографий распределенных обмоток. На рис. 12-13 показана укладка катушек распределенной обмотки в статор альтернатора 12,8 мва, 10 кв и 125/370 об/мин. На рис. 12-14 показана намотка шестнадцатиполюсной обмотки статора альтернатора 27 мва, 10,5 кв. Обе машины изготовления заводов имени В. И. Ленина, н. п. Фотография на рис. 12-15 изображает изготовление двухслойной шестиполюсной обмотки асинхронного двигателя 220 квт, 6 кв. На рис. 12-16 показана фотография трех роторов мелких асинрхонных двигателей. Первый ротор имеет двухслойную распределенную обмотку, второй — однослойную и третий — концентрическую обмотку с числом катушек, равным числу пар полюсов. Последние две фотографии с завода ЧКД Прага, н. п. На рис. 12-17 показана последняя стадия намотки двухслойной распределенной обмотки статора фирмы АЭГ. И на конец, на рис. 12-18 изображена однослойная обмотка турбоальтернатора с эвольвентными лобовыми соединениями в исполнении фирмы Браун-Бовери.

Рассмотрим теперь некоторые практические примеры разрезных обмоток.

13. ОДНОФАЗНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ОБМОТКИ

Как уже было сказано при рассмотрении групповых однофазных обмоток, однофазные якори имеют обыкновенно пазы, расположенные по всей окружности ротора, и из общего числа пазов обматываются обычно приблиз. две трети. Остальная треть остается необмотанной. В качестве примера рассмотрим однофазную четырехполюсную ($p = 2$) обмотку, изображенную на рис. 13-1, с двенадцатью пазами на полюс ($Q = 12$). Из них $q' = 8$ пазов будет эффективных и $q'' = 4$ — мертвых. Тогда общее число пазов равняется $N_d = 2pmq = 4 \,.\, 1 \,.\, 12 = 48$. Из них эффективных пазов будет $N'_d = \frac{2}{3}N_d = \frac{2}{3}48 = 32$ и мертвых пазов $N''_d = \frac{1}{3}N_d = \frac{1}{3}48 = 16$.

В качестве основной обмотки мы выберем однослойную параллельную петлевую обмотку со следующими данными:

$$p = 2\,, \quad a = p = 2\,, \quad y_k = \frac{a}{p} = 1 \quad (\text{неперекрещивающаяся обмотка})\,.$$

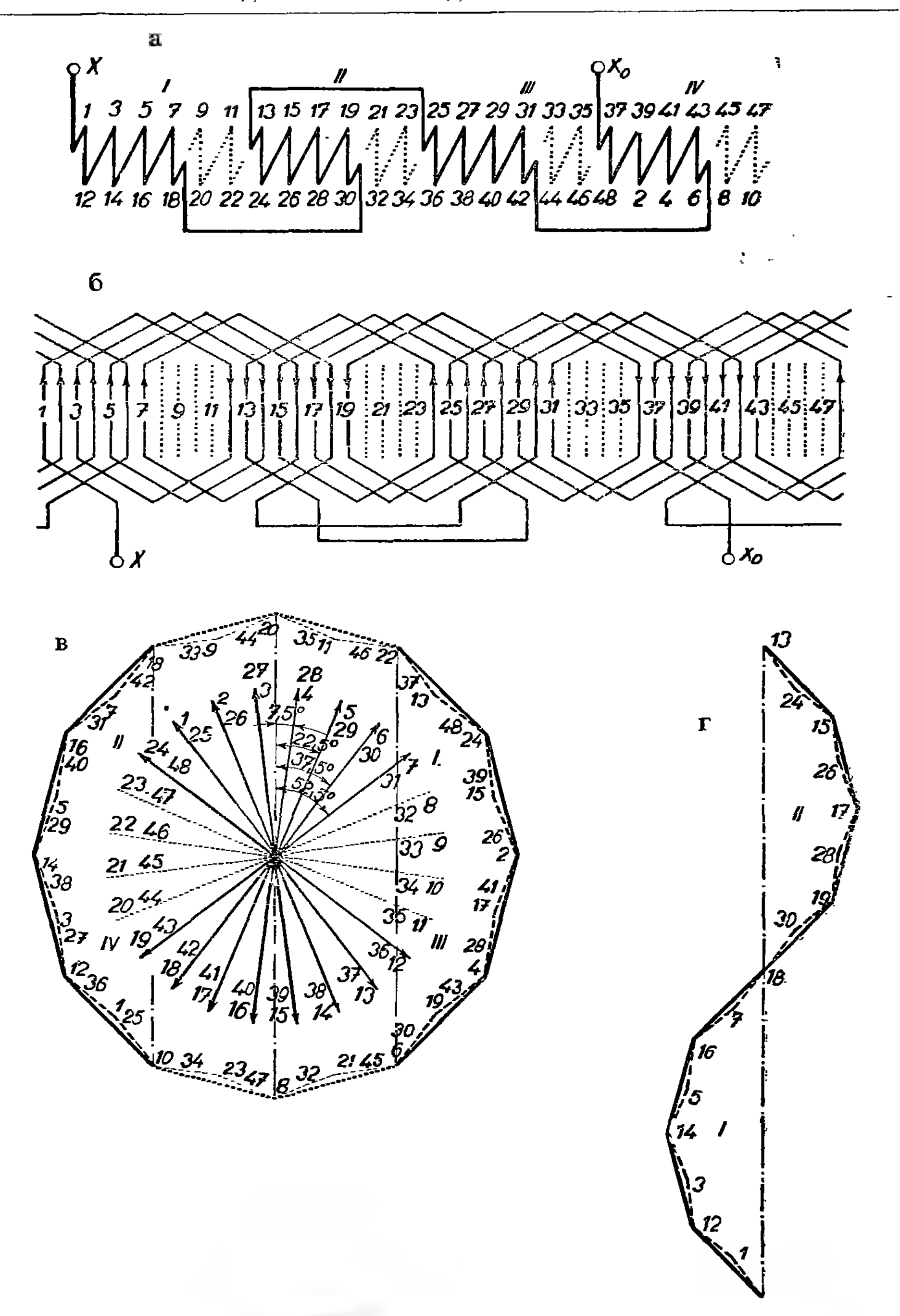


Рис. 13-1. Однофазная распределенная петлевая обмотка; $p = 2$, $m = 1$, $q = 12$, $q' = 8$ (эффективные), $q'' = 4$ (мертвые), $N_d = 48$ ($N_d' = 32$, $N_d'' = 16$), $Q = 12$, $y_{d_1} = 11$, $\kappa = 0{,}83$, а) вспомогательная схема обмотки, б) развернутая конструкционная схема, в) потенциальный многоугольник основной обмотки, г) многоугольник фазных напряжений.

Полюсное деление, данное числом пазов, отвечает выражению

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{48}{4} = 12 .$$

Так как частичный катушечный шаг, данный числом сторон, у однослойной обмотки должен быть нечетным, то можно выбрать $y_1 = 11$ при укороченном шаге и $y_1 = 13$ при удлиненном. С целью экономии меди мы выберем более короткие лобовые соединения, т. е. $y_1 = 11$.

Тогда частичный второй шаг получится

$$y_2 = 2y_k - y_1 = 2 - 11 = -9 \text{ сторон} .$$

Соответствующая звезда векторов будет иметь

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{N_d}{p} = \frac{48}{2} = 24 \text{ луча} ,$$

где t является наибольшим общим делителем числа пазов N_d и числа пар полюсов p.

Угол между двумя соседними лучами будет

$$\alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{24} = 15°$$

и соответствующий шаг по пазам в звезде векторов будет

$$\alpha = \frac{360°}{N_d} p = \frac{360°}{48} 2 = \frac{360°}{24} = \alpha' .$$

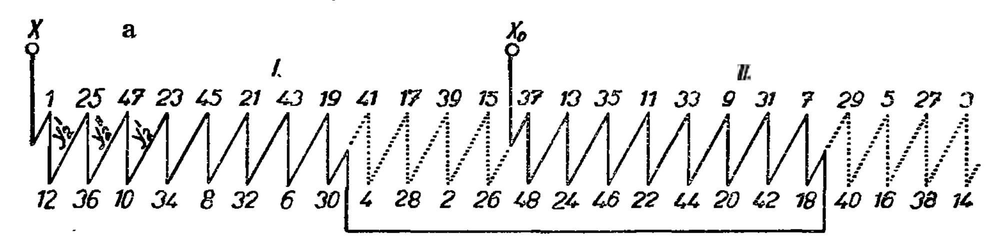
Можно предположить, что мертвые катушки образуют вторую фазу и тогда число математических фаз будет $m' = 4$. Согласно вспомогательной схеме обмотка имеет $am' = 2 . 4 = 8$ групп. Так как число эффективных пазов в два раза больше числа мертвых пазов, то катушки разделим на группы таким образом, чтобы первые четыре полюсно-фазные группы, содержащие активные катушки, имели по четыре катушки, а вторые четыре полюсно-фазные группы, содержащие мертвые катушки, имели по две катушки.

На рис. 13-1а изображена вспомогательная схема обмотки. Активные катушки обозначены сплошной линией, а мертвые — пунктиром. На рис. 13-1б показана развернутая конструкционная схема обмотки с обозначенными направлениями индуктированных электродвижущих сил. Звезда векторов и потенциальный многоугольник основной обмотки постоянного тока изображены на рис. 13-1в. Многоугольник катушечных напряжений представляет собой двенадцатиугольник, у которого легко определим по звезде векторов также и векторы электродвижущих сил отдельных активных сторон катушек. На рис. 13-1г изображен многоугольник векторов электродвижущих сил активных групп

одной фазы, соединенных последовательно. Для получения правильного многоугольника электродвижущие силы фазных групп *II* и *IV* следует складывать в обратном направлении относительно потенциального многоугольника, так как из вспомогательной схемы на рис. 13-1а видно, что эти фазные группы включены противоположно.

Обмоточный коэффициент для основной гармоники будет иметь вид:

$$\kappa = \sin\left(\frac{q'}{Q}90^\circ\right) : q' \sin\frac{1}{Q}90^\circ = \sin\left(\tfrac{8}{12}90^\circ\right) : 8\sin\left(\tfrac{1}{12}90^\circ\right) = \frac{\sin 60^\circ}{8\sin 7{,}5^\circ} \doteq 0{,}83\,.$$



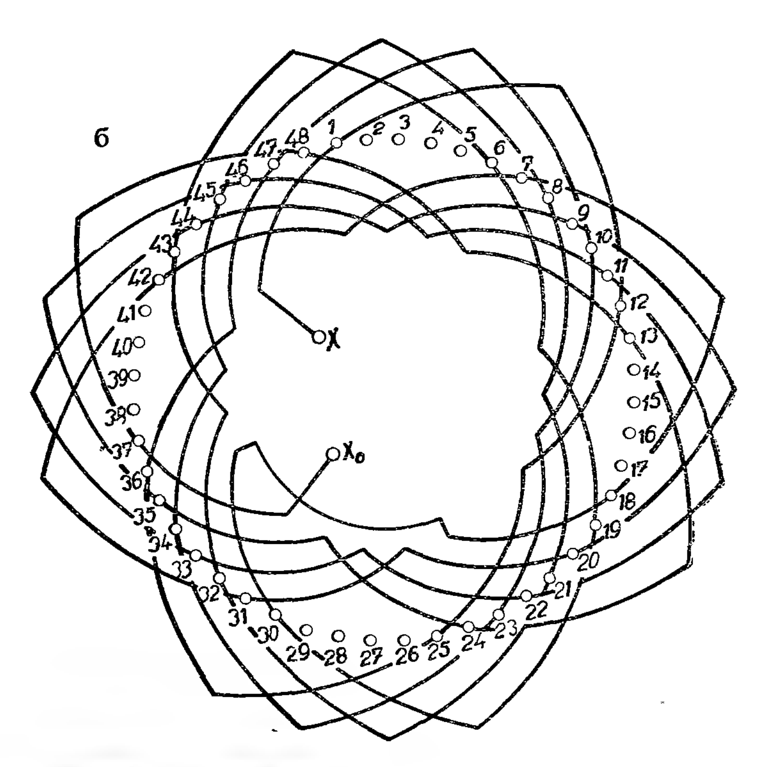


Рис. 13-2. Однофазная распределенная волновая обмотка; $p = 2$, $m = 1$, $q = 12$ ($q' = 8$, $q'' = 4$), $N_д = 48$, $Q = 12$, $y_{д_1} = 11$, $\kappa = 0{,}83$.

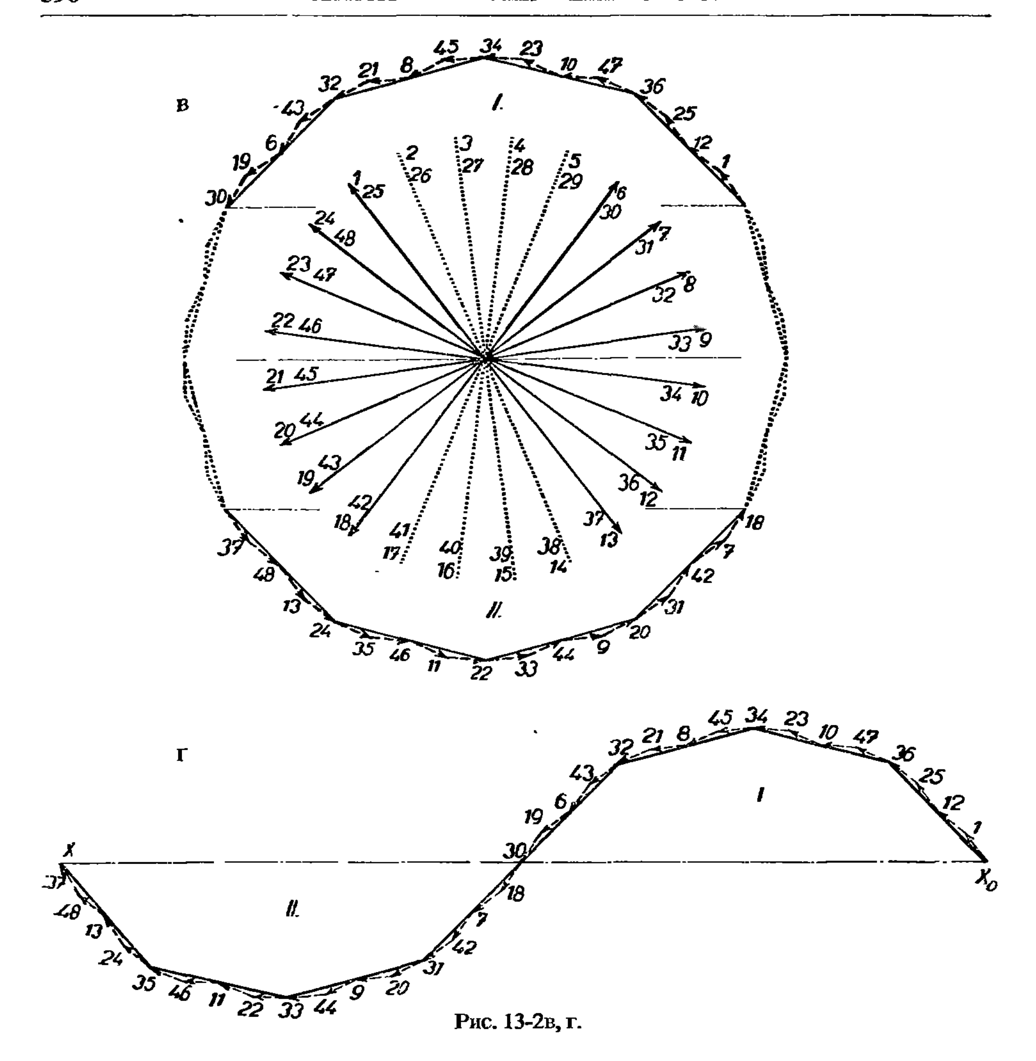


Рис. 13-2в, г.

Этот коэффициент можно вывести также и из звезды. И тогда для основной гармоники мы получим:

$$\kappa = \tfrac{1}{4}(\cos 7{,}5^\circ + \cos 22{,}5^\circ + \cos 37{,}5^\circ + \cos 52{,}5^\circ) = 0{,}8293 \doteq 0{,}83\,.$$

Зададимся теперь другим вариантом этой обмотки предполагая, что основная обмотка постоянного тока является однослойной последовательной (рис. 13-2). Эта обмотка имеет следующие данные:

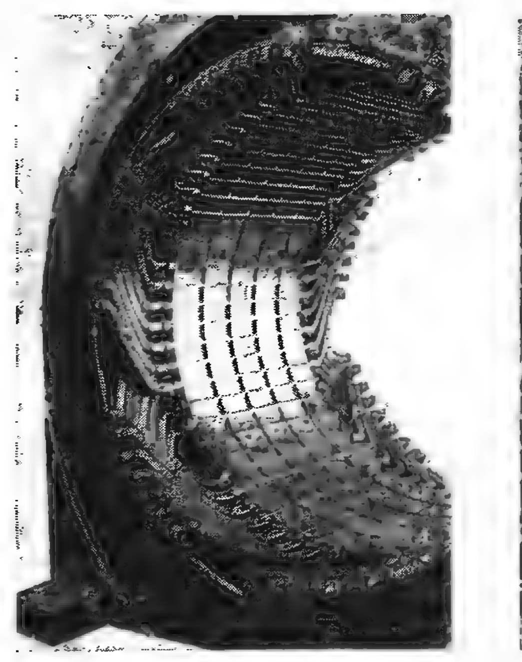
$$p = 2\,,\quad a = 1\,,\quad N_d = 48\,,\quad N_c = 24\,.$$

Применим неперекрещивающуюся обмотку с шагом по коллектору

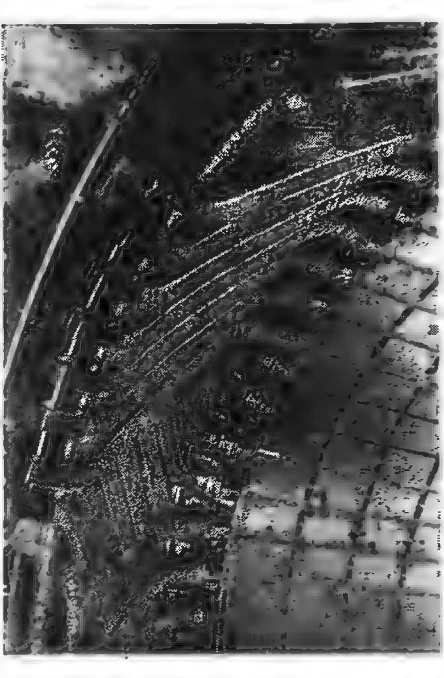
$$y_k = \frac{N_c - a}{p} = \frac{24 - 1}{2} = 11{,}5\,.$$

Так как симметричная четырехполюсная обмотка невыполнима при четном числе катушек, то возьмем искусственно замкнутую несимметричную обмотку. Несимметричное соединение вложим между мертвыми катушками, т. е. между сторонами *14* и *1*, и тогда оно не будет вредно отражаться в активной части обмотки. Вследсвие того, что шаг по коллектору является дробным числом, мы зададимся двумя целыми шагами:

$$y'_k = 12\,, \quad y''_k = 11\,.$$



а



б

Рис. 13-3а, б. Петлевая обмотка однофазного альтернатора 260 ква, 400 в, 960 об/мин (ЧКД — Прага, н. п.).

Если зададимся частичным шагом катушки $y_1 = 11$, то получим два разных шага соединений:

$$y'_2 = 2y'_k - y_1 = 2\,.\,12 - 11 = 13\,,$$

$$y''_2 = 2y''_k - y_1 = 2\,.\,11 - 11 = 11\,.$$

Аналогично, как и ранее, звезда векторов будет иметь

$$P = 24 \text{ луча}\,, \quad \alpha' = \alpha = \frac{360°}{24} = 15°\,.$$

Также и обмоточный коэффициент будет тот же, что и в предыдущем случае.

Если число математических фаз взять $m' = 4$, то число полюсно-фазных групп будет $am' = 1 \cdot 4 = 4$; из них две будут активные и две мертвые. Активные группы состоят мз восьми катушек, а мертвые из четырех. Число групповых соединений согласно рис. 13-2а равняется единице, тогда как в предыдущем случае оно равнялось трем. На рис. 13-2б изображена конструкционная схема обмотки в виде окружности. На рис. 13-2в изображена звезда векторов с соответствующим потенциальным многоугольником основной обмотки постоянного тока и ее разделение на отдельные фазы. Векторный многоугольник фазного напряжения изображен на рис. 13-2г.

На рис. 13-3а, б показаны фотографии двухслойной петлевой обмотки однофазного альтернатора 260 ква, 400 в, 960 об/мин изготовления завода ЧКД-Прага н. п.

14. ДВУХФАЗНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ОБМОТКИ

Двухфазные распределенные разомкнутые обмотки выполняются аналогично однофазным обмоткам, но с той лишь разницей, что здесь обмотка располагается по всей окружности якоря и полюсно-фазные группы имеют одинаковую ширину. Возьмем для примера обмотку, показанную на рис. 14-1, с данными:

$$p = 2\,, \quad m = 2\,, \quad q = 6\,, \quad N_d = 2pmq = 48\,.$$

Основной обмоткой пусть будет параллельная петлевая однослойная обмотка постоянного тока со значениями:

$$p = 2, \quad a = 2\,, \quad N_d = 48\,, \quad N_c = 24\,, \quad y_k = 1\,.$$

Полюсное деление отвечает

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{48}{4} = 12 \text{ пазам}\,.$$

Задаемся укороченным шагом катушек $y_1 = y_{d_1} = 11$, которому отвечает второй шаг соединений

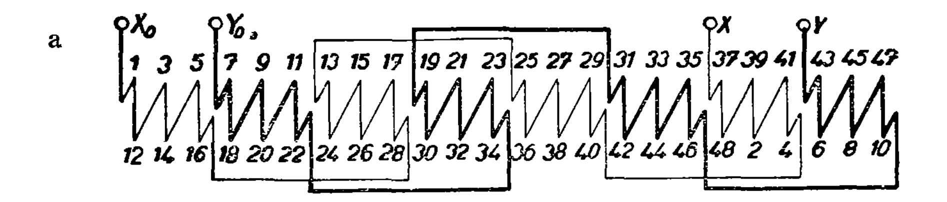
$$y_2 = 2y_k - y_1 = 2 - 11 = -9\,.$$

В звезде векторов будет:

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{48}{2} = 24\,, \quad \alpha' = \frac{360°}{P} = \frac{360°}{24} = 15°\,,$$

$$\alpha = \frac{360°}{N_d}\,p = \frac{360°}{48}\,2 = 15°\,.$$

а



б

Рис. 14-1. Двухфазная распределенная петлевая обмотка; $p = 2$, $m = 2$, $q = 6$, $N_d = 48$, $N_c = 24$, $Q = 12$, $y_{d_1} = 11$, $\kappa = 0{,}903$.

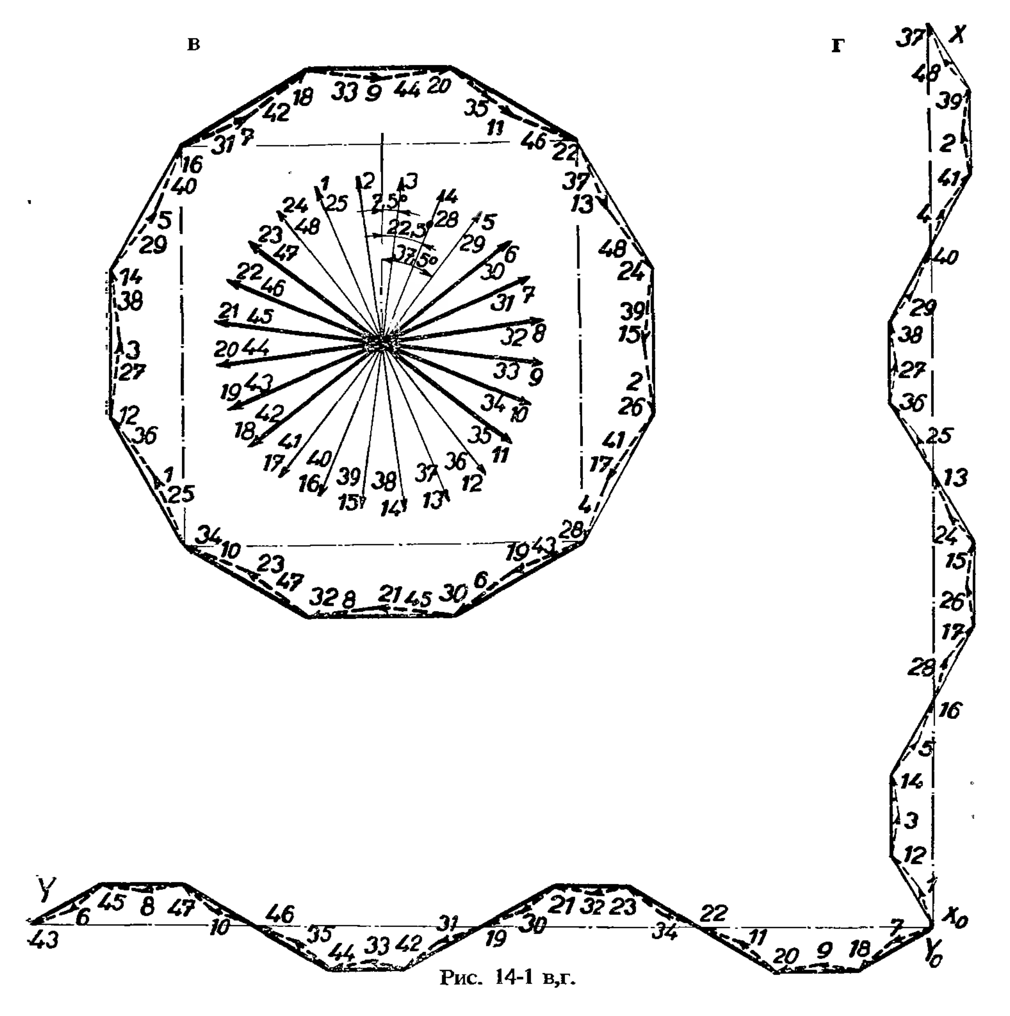


Рис. 14-1 в,г.

Если зададимся математическим числом фаз $m' = 4$, то число полюсно-фазных групп будет $am' = 2 \cdot 4 = 8$. Число катушек в одной группе равняется: $N_{c_1} = N_c/am = \frac{24}{8} = 3$ (см. вспомогательную схему на рис. 14-1а). Каждая фаза содержит четыре полюсно-фазные группы. На рис. 14-1б изображена соответствующая конструкционная схема. Потенциальный многоугольниг изображен на рис. 14-1в. Стороны многоугольника, вычерченные сплошной линией, обозначают напряжения катушек, в то время как штрихованые линии обозначают напряжения отдельных катушечных сторон. Соединения полюсно-фазных групп обеих фаз изображены на рис. 14-1г.

Обмоточный коэффициент для основной гармоники дается выражением

$$\kappa = \sin\left(\frac{q}{Q}90^\circ\right) : q \sin\left(\frac{1}{Q}90^\circ\right) = \sin\left(\tfrac{6}{12}90^\circ\right) : 6 \sin\left(\tfrac{1}{12}90^\circ\right) = \frac{\sin 45^\circ}{6 \sin 7{,}5^\circ} = 0{,}903$$

и для ν-ой гармоники —

$$\kappa_\nu = \frac{\sin(\nu\, 45^\circ)}{6 \sin(\nu\, 7{,}5^\circ)} .$$

Заметим, что обмоточный коэффициент для первой гармоники можно вывести также из звезды векторов

$$\kappa = \tfrac{1}{3}(\cos 7{,}5^\circ + \cos 22{,}5^\circ + \cos 37{,}5^\circ) = 0{,}903 .$$

Заданную обмотку можно выполнить еще другим способом. Зададимся основной обмоткой в виде волновой обмотки постоянного тока со следующими данными:

$$p = 2 , \quad a = 1 , \quad N_d = 48 , \quad N_c = 24 .$$

Выберем неперекрещивающуюся обмотку с шагом по коллектору

$$y_k = \frac{N_c - a}{p} = \frac{24 - 1}{2} = 11{,}5 \text{ катушек} ;$$

так как этот шаг выражается дробным числом, то обмотка будет несимметричная. Несимметричное соединение вкладывается в месте соприкосновения двух полюсно-фазных групп, т. е. между сторонами *14* и *1* и, вследствие этого, оно из обмотки исключается. Вместо дробного шага по коллектору мы выберем два целых шага, а именно — $y'_k = 12$ и $y''_k = 11$. Положим первый шаг $y_1 = 11$, которому отвечают два различных вторых шага

$$y'_2 = 2y'_k - y_1 = 2 \,.\, 12 - 11 = 13 ,$$

$$y''_2 = 2y''_k - y_1 = 2 \,.\, 11 - 11 = 11 .$$

Звезда векторов, как и раньше, имеет

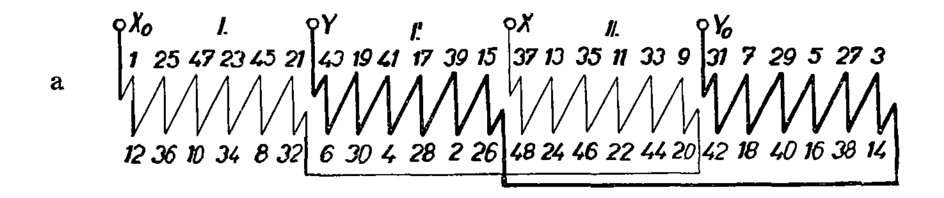
$$P = 24 , \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{24} = \alpha ,$$

из чего следует и одинаковый обмоточный коэффициент.

Если математическое число фаз $m' = 4$, то число полюсно-фазных групп будет $am' = 1 \,.\, 4 = 4$ и число катушек в одной группе, как показано на рис. 14-2а, будет $N'_c = N_c/am' = \frac{24}{4} = 6$. Так как основная обмотка является последовательной, то число групповых соединений равняется двум, в отличие от предыдущего случая, где соединений было шесть. На рис. 14-2б показана круговая конструкционная схема и на рис. 14-2в изображен потенциальный многоугольник. Векторная диаграмма полюсно-фазных групп, составляющих две фазы, изображена на рис. 14-2г.

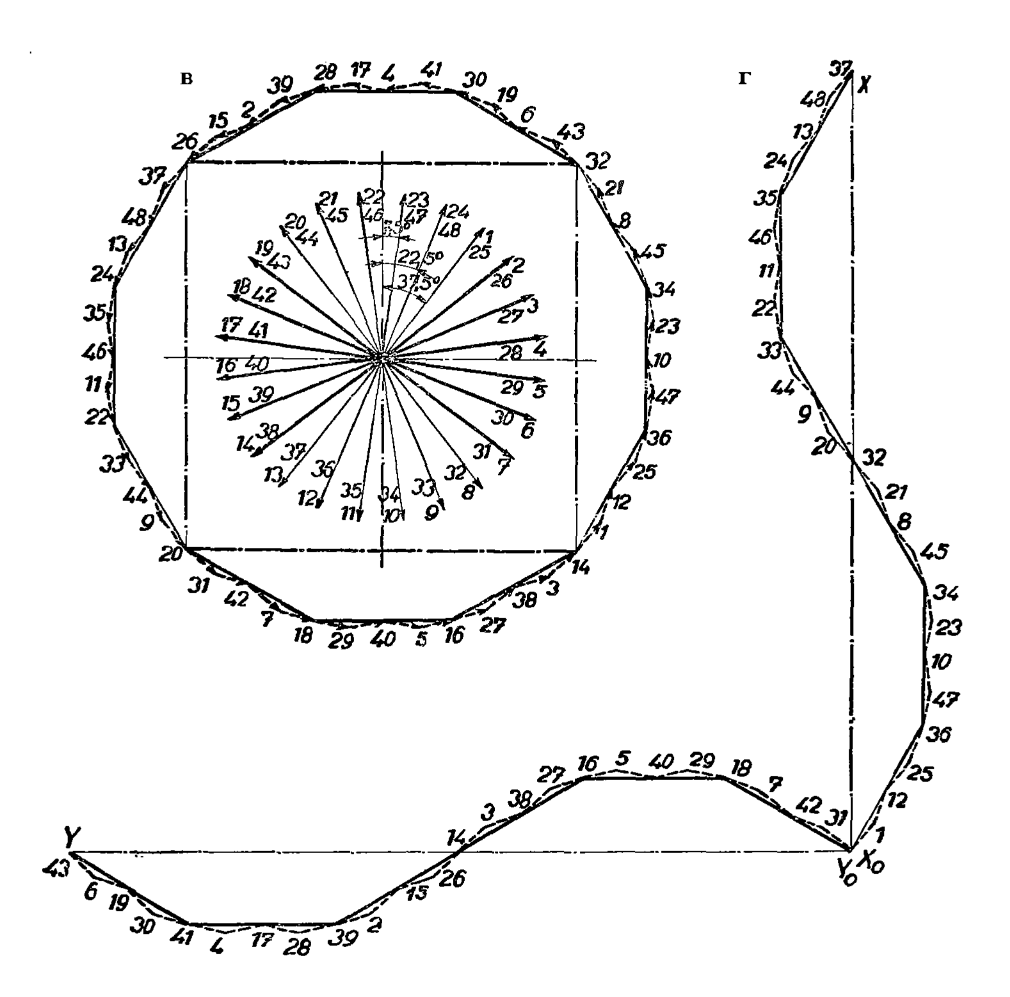
У двухслойных обмоток пазовый шаг необходимо укоротить до $y_{d_1} = \frac{2}{3}Q$ с целью исключить третью гармонику, которая здесь сильно развита и вращается в обратном направлении.

а



б

Рис. 14-2. Двухфазная распределенная волновая обмотка; $p = 2$, $m = 2$, $q = 6$, $N_d = 48$, $N_c = 24$, $Q = 12$, $y_{d_1} = 11$, $\kappa = 0{,}903$.



15. ТРЕХФАЗНЫЕ РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ОБМОТКИ

а) ОБМОТКИ С ЦЕЛЫМ ЧИСЛОМ ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ

α) Однослойные обмотки

1. Рассмотрим показанную на рис. 15-1 однослойную обмотку со значениями:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 4\,, \quad N_d = 2pmq = 48\,, \quad N_c = 24\,.$$

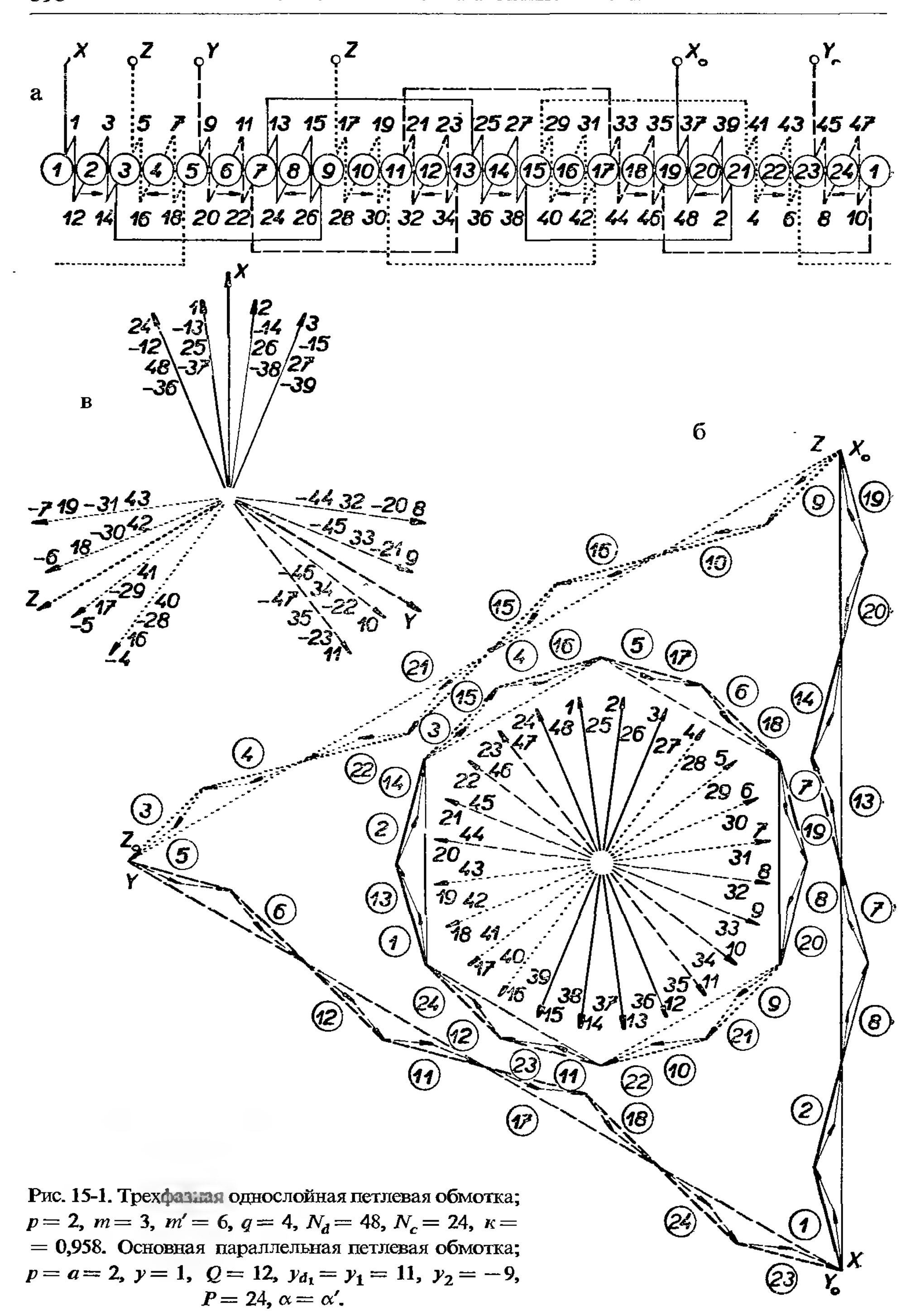
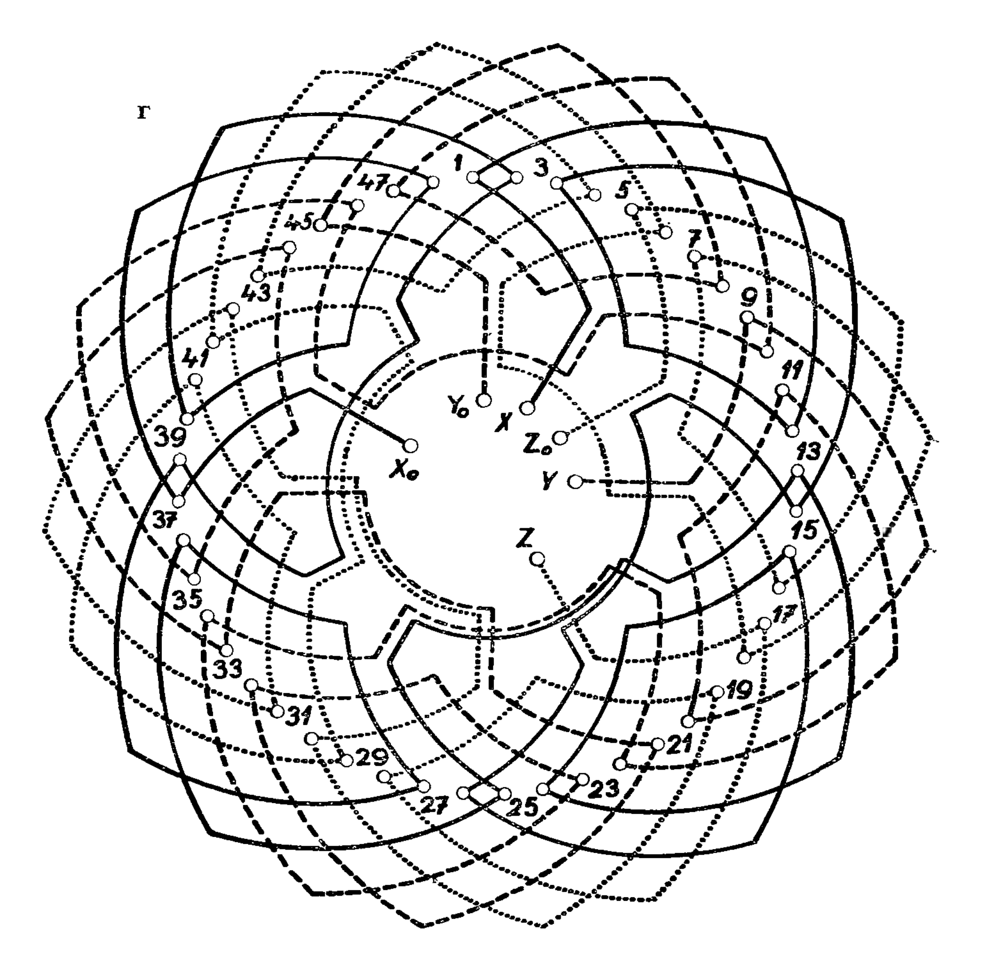


Рис. 15-1. Трехфазная однослойная петлевая обмотка; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 4$, $N_d = 48$, $N_c = 24$, $\kappa = 0{,}958$. Основная параллельная петлевая обмотка; $p = a = 2$, $y = 1$, $Q = 12$, $y_{d_1} = y_1 = 11$, $y_2 = -9$, $P = 24$, $\alpha = \alpha'$.



В качестве основной обмотки зададимся параллельной неперекрещивающейся петлевой обмоткой постоянного тока с данными:

$$p = a = 2\,, \quad y_k = 1\,, \quad Q = \frac{N_d}{2p} = 12\,, \quad y_{d_1} = y_1 = 11\,,$$

$$y_2 = 2y_k - y_1 = -9\,.$$

Соответствующая звезда векторов будет иметь

$$P = \frac{N_d}{t} = \frac{48}{2} = 24\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{24} = 15^\circ\,,$$

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{24} = \alpha'\,.$$

Так как основная обмотка постоянного тока имеет две пары параллельных ветвей и разрезана на $m' = 6$ математических фаз, то число полюсно-фазных

групп будет $m'a = 6 . 2 = 12$. Причем на одну подлинную фазу приходится четыре полюсно-фазные группы. Обмотка состоит из $N_c = 24$ катушек и, вследствие этого, в каждой полюсно-фазной группе будет $N_c/m'a = \frac{24}{12} = 2$ катушки. Такой случай показан на вспомогательной схеме обмотки на рис. 15-1а. Для выполнения соединений отдельных полюсно-фазных групп обозначим их стрелками, направление которых чередуется. Этими стрелками мы воспользуемся при соединении полюсно-фазных групп в отдельные фазы. Каждая полюсно-фазная группа занимает треть полюсного деления. Выводы отдельных фаз X, Y, Z будут сдвинуты друг относительно друга на 120 электрических градусов; то же самое относится и к концам фаз X_0, Y_0, Z_0. При правильном расчете обмотки лучи, отвечающие активным сторонам катушек у выводов *1*, *9*, *13*, а также и у узлов *37*, *45*, *5*, составляют между собой угол 120°, т. е. пазы, из которых выводятся концы фаз, взаимно удалены на 120°. Звезда векторов показана на рис. 15-1б. Для лучшей ориентировки на схемах обозначены также номера катушек основной обмотки.

Звезда векторов остается такой же, как и у ранее рассмотренных четырехполюсных обмоток при $q = 4$. На каждую фазу приходится по рис. 15-1б восемь лучей, каждый из них обозначает два вектора электродвижущих сил сторон катушек. Потенциальный многоугольник напряжений катушек основной обмотки является двухкратно описанным правильным двенадцатиугольником. Если обмотку разрезать на шесть математических фаз, т. е. многоугольник на шесть зон, то каждая из сторон полученного таким образом шестиугольника, отвечающая одной математической фазе, будет представлять собою две полюсно-фазные группы. Так как всегда две противоположные зоны принадлежат каждой подлинной фазе, то на фазу приходится всего четыре полюсно-фазные группы, по две катушке. На рис. 15-1б фазы обмотки соединены в треугольник и отдельные полюсно-фазные группы соединены в фазах последовательно. Вследствие того, что обмотка является совершенно симметричной, полюсно-фазные группы в одной фазе можно также соединять параллельно; в таком случае каждая фаза будет содержать четыре параллельные ветви.

На рис. 15-1в звезда векторов перечерчена так, чтобы отвечала подлинному последовательному соединению активных сторон катушек в отдельных фазах. Векторы, взятые с обратным направлением, обозначены знаком минус. Результирующие фазные напряжения составляют угол 120°. На рис. 15-1г начерчена круговая конструкционная схема обмотки.

Обмоточный коэффициент берется либо из выражения (5-2)

$$\kappa = \sin\left(\frac{q}{Q}\,90^\circ\right) : q \sin\left(\frac{1}{Q}\,90^\circ\right) = \sin\left(\tfrac{4}{12}90^\circ\right) : 4 \sin\left(\tfrac{1}{12}90^\circ\right) =$$

$$= \frac{\sin 30^\circ}{4 \sin 7{,}5^\circ} = 0{,}958\,,$$

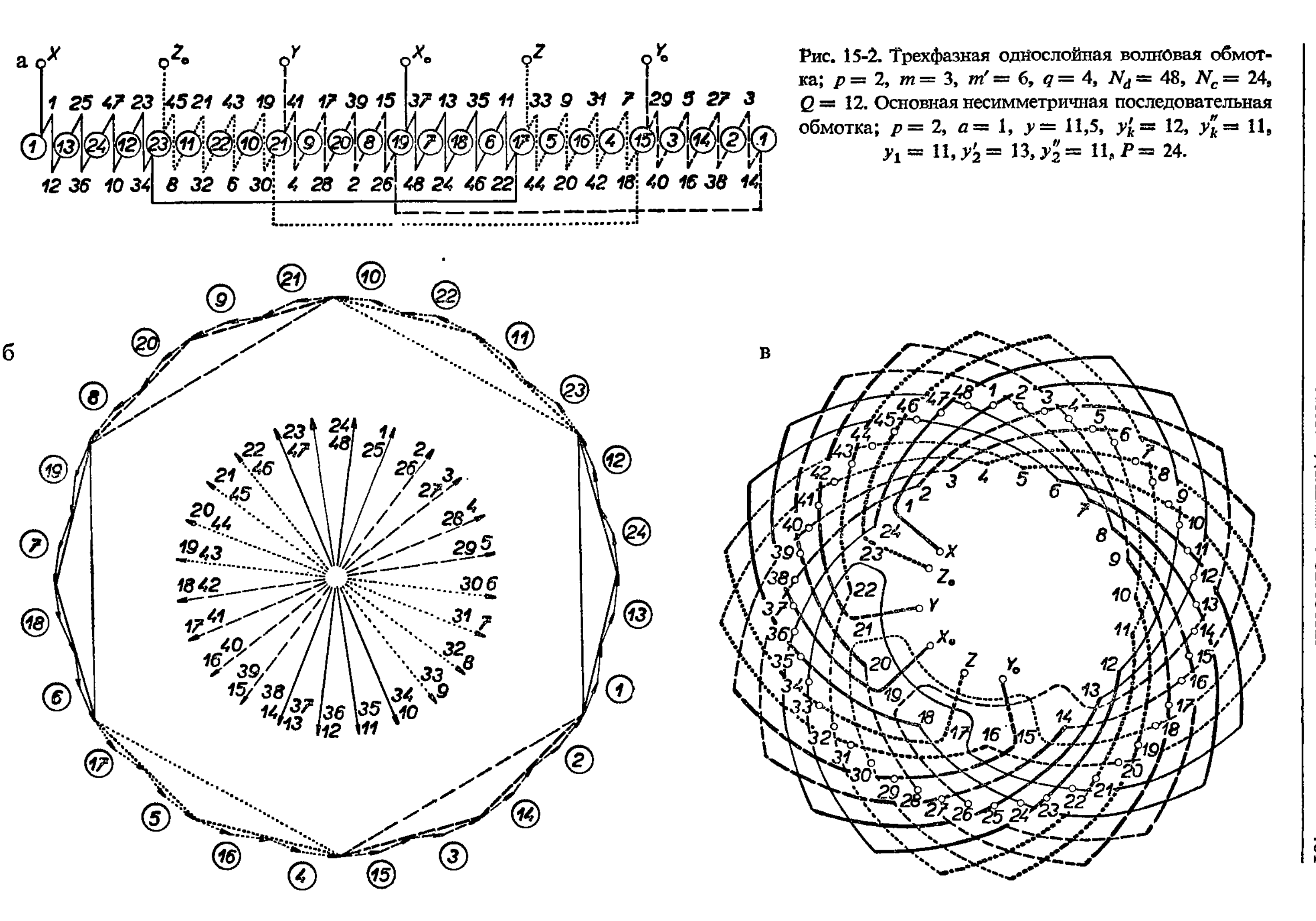


Рис. 15-2. Трехфазная однослойная волновая обмотка; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 4$, $N_d = 48$, $N_c = 24$, $Q = 12$. Основная несимметричная последовательная обмотка; $p = 2$, $a = 1$, $y = 11{,}5$, $y'_k = 12$, $y''_k = 11$, $y_1 = 11$, $y'_2 = 13$, $y''_2 = 11$, $P = 24$.

либо из звезды векторов

$$к = \tfrac{1}{2}(\cos 7{,}5^\circ + \cos 22{,}5^\circ) = 0{,}958\,.$$

2. Приведем другой способ выполнения только что рассмотренной обмотки, где применим основную последовательную обмотку постоянного тока по рис. 15-2, имеющую

$$p = 2\,, \quad a = 1\,, \quad N_d = 48\,, \quad N_c = 24\,, \quad y_k = \frac{N_c - a}{p} = \frac{24 - 1}{2} = 11{,}5\,.$$

Так как шаг по коллектору является дробным числом, то заменим его двумя целыми шагами $y'_k = 12$ и $y''_k = 11$. Если первый шаг $y_1 = 11$, то вторые шаги будут

$$y'_2 = 2y'_k - y_1 = 13\,, \quad y''_2 = 2y''_k - y_1 = 11\,.$$

Данные для звезды векторов остаются такими же, как и в предыдущем случае и, вследствие этого, соответствующие обмоточные коэффициенты будут также одинаковы.

Пусть число математических фаз и здесь будет $m' = 6$, так что и число полюсно-фазных групп будет $m'a = 6\,.\,1 = 6$. На каждую фазу тогда приходится две группы, причем, как видно из вспомогательной схемы на рис. 15-2а, число катушек в одной группе равняется $N_{c_1} = N_c/m'a = \frac{24}{6} = 4$. Многоугольник напряжений основной обмотки показан на рис. 15-2б. Векторы катушечных напряжений составляют здесь правильный однократно описанный двенадцатиугольник, причем каждая его сторона состоит из векторов напряжения двух катушек. Многоугольник напряжений математических фаз представляет собою правильный шестиугольник. Причем электродвижущие силы двух полюсно-фазных групп, отвечающие двум противолежащим сторонам многоугольника, принадлежат одной подлинной фазе. Фазы можно и здесь соединять либо последовательно, либо параллельно. При параллельном соединении в каждой фазе будут две параллельные ветви.

Число групповых соединений при последовательной основной обмотке уменьшится до трех, тогда как при параллельной основной обмотке их было девять. В общем случае, когда основная обмотка постоянного тока имеет a пар параллельных ветвей и каждая пара разделена на m' полюсно-фазных групп, число групповых соединений при последовательном соединении групп в m фаз будет равняться $(m'a - m)$. У обмоток, у которых катушки состоят из большого количества витков из тонкой проволоки, этой проволокой соединяются и отдельные группы. Соединения групп в этом случае не представляет затруднений. У стержневых обмоток, однако, число групповых соединений рекомендуется по возможности сократить.

3. Рассмотрим еще один пример распределенной обмотки с нечетным числом

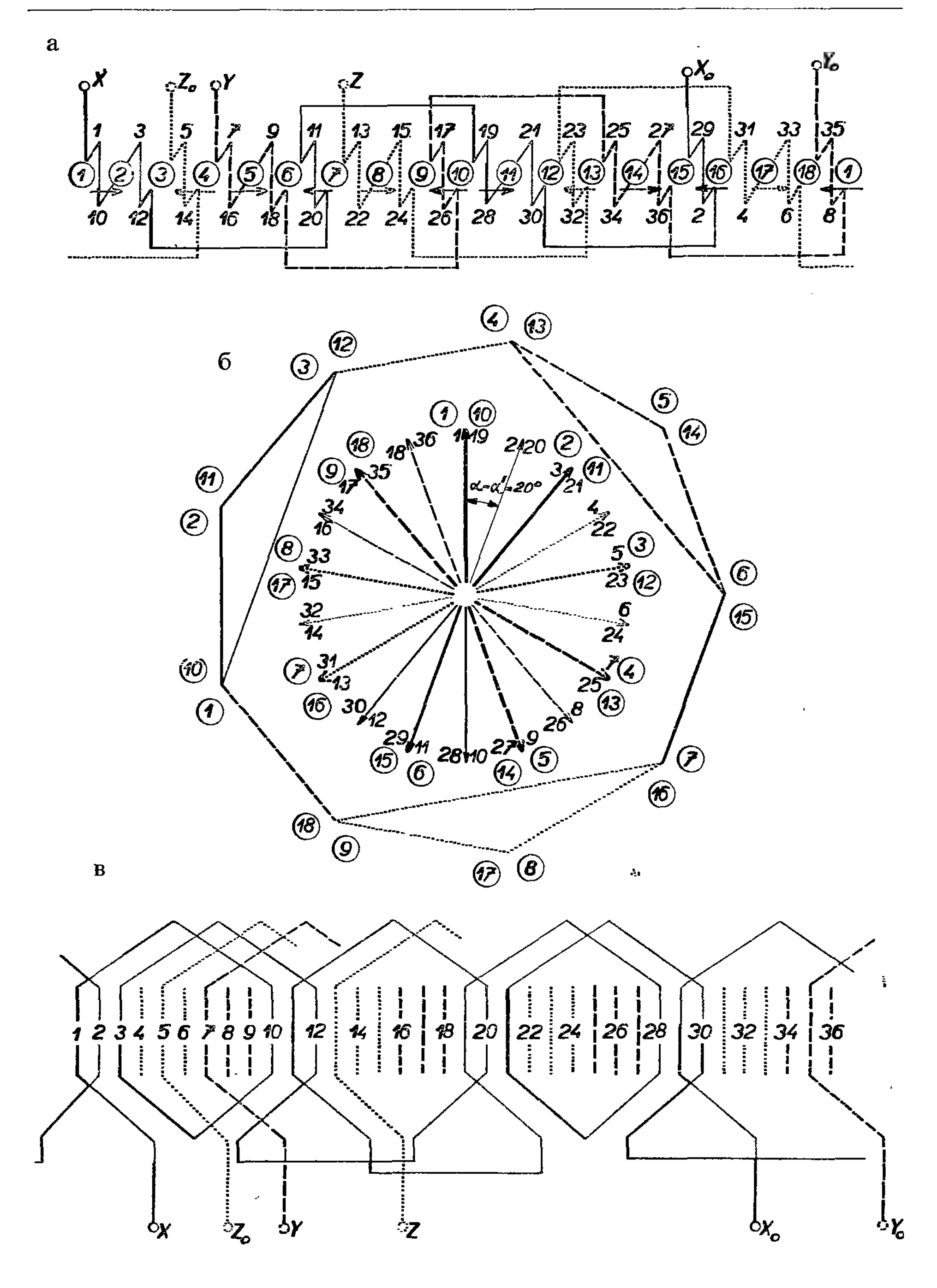


Рис. 15-3. Трехфазная однослойная петлевая обмотка с нечетным числом пазов на полюс и фазу; $p=2, m=3, m'=6, q=3, N_d=36, N_c=18, Q=9, \kappa=0{,}96$. Основная обмотка: $p=a=2, y_k=1, y_{d_1}=y_1=9, y_2=-7, P=18$.

пазов на полюс и фазу и выберем для этого однослойную обмотку согласно рис. 15-3 со значениями:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 3\,, \quad N_d = 2pmq = 36\,, \quad N_c = 18\,.$$

В качестве основной обмотки возьмем параллельную петлевую обмотку с данными:

$$p = a = 2\,, \quad y_k = 1\,, \quad Q = \frac{N_d}{2p} = 9\,, \quad y_{d_1} = y_1 = 9\,,$$

$$y_2 = 2y_k - y_1 = -7\,.$$

Этой обмотке отвечает звезда векторов:

$$P = \frac{N_d}{t} = 18\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{P} = 20^\circ\,, \quad \alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{18} = \alpha'\,.$$

Каждую пару параллельных ветвей разделим на $m' = 6$ математических фаз; общее число полюсно-фазных групп будет $m'a = 12$. На одну фазу приходится $m'a/m = 4$ группы, причем в одной группе находится $N_{c_1} = N_c/m'a = \frac{18}{12} = 1{,}5$ катушек. Из этого следует, что группы будут попеременно содержать одну или две катушки, как это видно из вспомогательной схемы обмотки на рис. 15-3а. В результате получим несимметрично разрезанную обмотку. Многоугольник катушечных напряжений основной обмотки (рис. 15-3б) является симметричным, двухкратно описанным девятиугольником, каждая сторона которого отвечает напряжению одной катушки. Если разделить многоугольник напряжений по числу математических фаз на шесть зон, то получится несимметричный шестиугольник. Его стороны попеременно отвечают векторам напряжения либо двух катушек, либо одной катушки, причем противоположные стороны принадлежат той же фазе и параллельны друг другу. Можно также избрать и другой способ. Построим звезду векторов катушечных напряжений, как показывают жирно вычерченные лучи на рис. 15-3б, и при их последовательном сложении в результате получим многоугольник напряжений основной обмотки. Вследствие того, что многоугольник двухкратно описан, в каждой фазе можно создать две параллельные ветви. Тогда каждая ветвь будет содержать одну широкую и одну узкую полюсно-фазную группу, соединенную последовательно.

Обмоточный коэффициент следует из выражения (5-2′)

$$\kappa = 1 : 2q \sin\frac{30^\circ}{q} = \frac{1}{6\sin 10^\circ} = 0{,}96\,,$$

или же из звезды векторов

$$\kappa = \tfrac{1}{3}(1 + 2\cos 20^\circ) = 0{,}95979 \doteq 0{,}96\,.$$

На рис. 15-4 показана фотография однослойной распределенной обмотки статора электродвигателя малой мощности в изготовлении завода ЧКД-Прага, н. п.

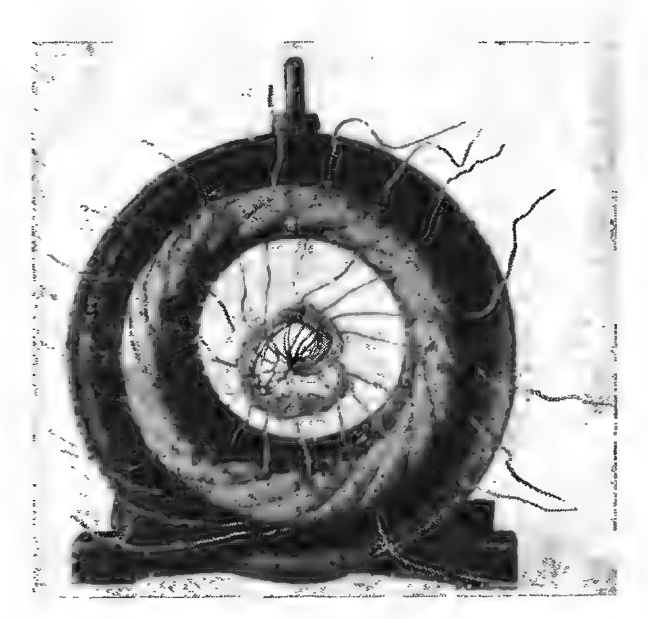


Рис. 15-4. Однослойная распределенная обмотка статора асинхронного двигателя (ЧКД — Прага, н. п.).

β) Двухслойные обмотки

В качестве примера двухслойной обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу показана на рис. 15-5 обмотка с данными:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 3\,, \quad N_d = 2pmq = 36\,, \quad N_c = 36\,.$$

Пусть основной обмоткой будет параллельная петлевая обмотка с укороченным шагом, со значениями:

$$p = a = 2\,, \quad Q = 9\,, \quad y_{d_1} = y_1 = 7\,, \quad y_k = 1\,, \quad y_2 = -6\,, \quad P = 18\,,$$
$$\alpha = \alpha' = 20^\circ\,.$$

Число полюсно-фазных групп отвечает выражению $m'a = 6 \,.\, 2 = 12$ и число катушек в каждой группе $N_{c_1} = N_c/m'a = \frac{36}{12} = 3$; следовательно обмотка может быть симметрично разрезана. Тогда на одну фазу приходится четыре полюсно-фазные группы. Вспомогательная схема обмотки приведена на рис. 15-5а. Многоугольник катушечных напряжений на рис. 15-5б представляет собою правильный двухкратно описанный восемнадцатиугольник, номера

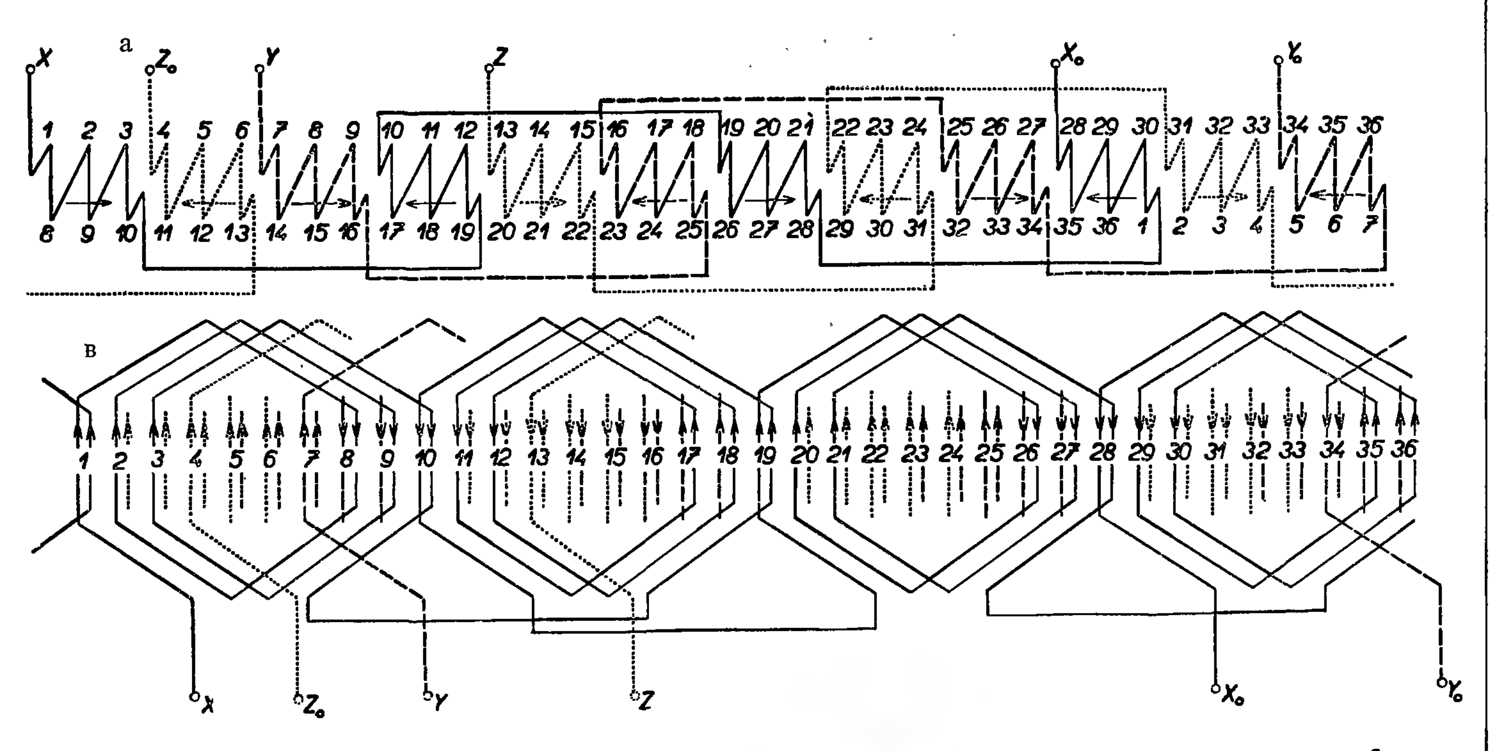
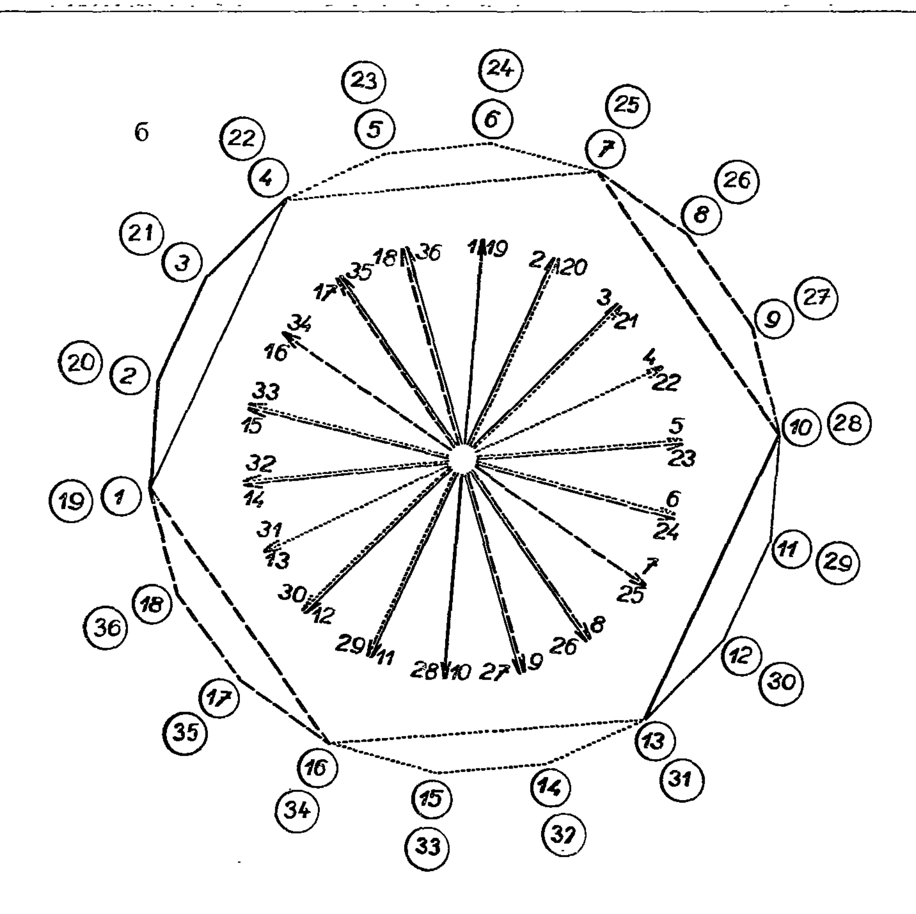


Рис. 15-5. Трехфазная двухслойная петлевая обмотка; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 3$, $N_d = 36$, $N_c = 36$, $Q = 9$. Основная петлевая обмотка; $p = a = 2$, $y_k = 1$, $y_{d_1} = y_1 = 7$ (укороченный), $y_2 = -6$.



в кружках которого обозначают номера катушек. На одну математическую фазу приходится три стороны. Из многоугольника напряжений видно, что в каждой фазе можно осуществить четыре параллельные ветви. Развернутая конструкционная схема обмотки приведена на рис. 15-5в.

На рис. 15-6 показана фотография двухслойной распределенной четырехполюсной обмотки статора асинхронного электродвигателя изготовления завода ЧКД-Прага, н. п.

Иной пример двухслойной обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу представляет обмотка турбоальтернатора. Трехфазные турбоальтернаторы больших мощностей выполняются, как правило, двухполюсными и только, в виде исключения, у особенно больших мощностей, — также и четырехполюсными. Обыкновенно статорная обмотка выполняется в виде двухслойной распределенной обмотки, основанием которой берется параллельная петлевая обмотка постоянного тока. Число пазов на полюс и фазу бывает значительным. Шаг по пазам у двухполюсных машин выбирается укороченным до $y_{d_1} = \frac{2}{3}Q$.

Это делается с целью подавления высших гармоник и ограничения потерь в лобовых соединениях. У четырехполюсных машин обычно $y_{d_1} = 0{,}8Q$ и кривая магнитного поля приближается к синусоиде.

Такая двухполюсная обмотка приведена на рис. 15-7. Данные обмотки:

$$p = 1\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 6\,, \quad N_d = 2pmq = 36\,, \quad N_c = 36\,.$$

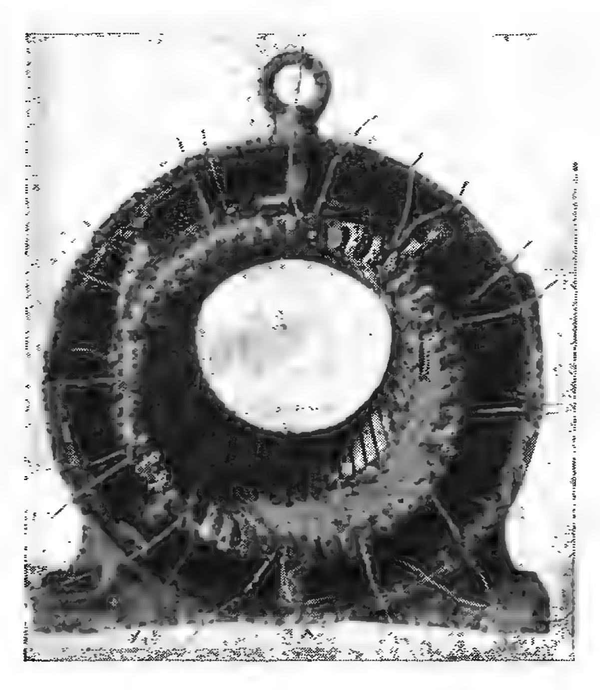


Рис. 15-6. Двухслойная распределенная обмотка статора асинхронного двигателя (ЧКД — Прага, н. п.).

Основная параллельная петлевая обмотка постоянного тока удовлетворяет следующим условиям:

$$p = a = 1\,, \quad y_k = 1\,, \quad Q = \frac{N_d}{2p} = 18\,, \quad y_{d_1} = \frac{2}{3}Q = 12 = y_1\,, \quad y_2 = -11\,.$$

$$P = N_d = 36\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{36} = 10^\circ\,, \quad \alpha = \frac{360^\circ}{N_d}p = \frac{360^\circ}{36} = \alpha'.$$

Вспомогательная схема этой обмотки показана на рис. 15-7а. Число полюсно-фазных групп будет $m'a = 6 \,.\, 1 = 6$ и в каждую группу включено $N_{c_1} = N_c/m'a = \frac{36}{6} = 6$ катушек. Каждая фаза состоит из двух групп. Потенциальный многоугольник напряжений катушек согласно рис. 15-7б имеет значительное число сторон и приближается к окружности. Векторы напряжений матема-

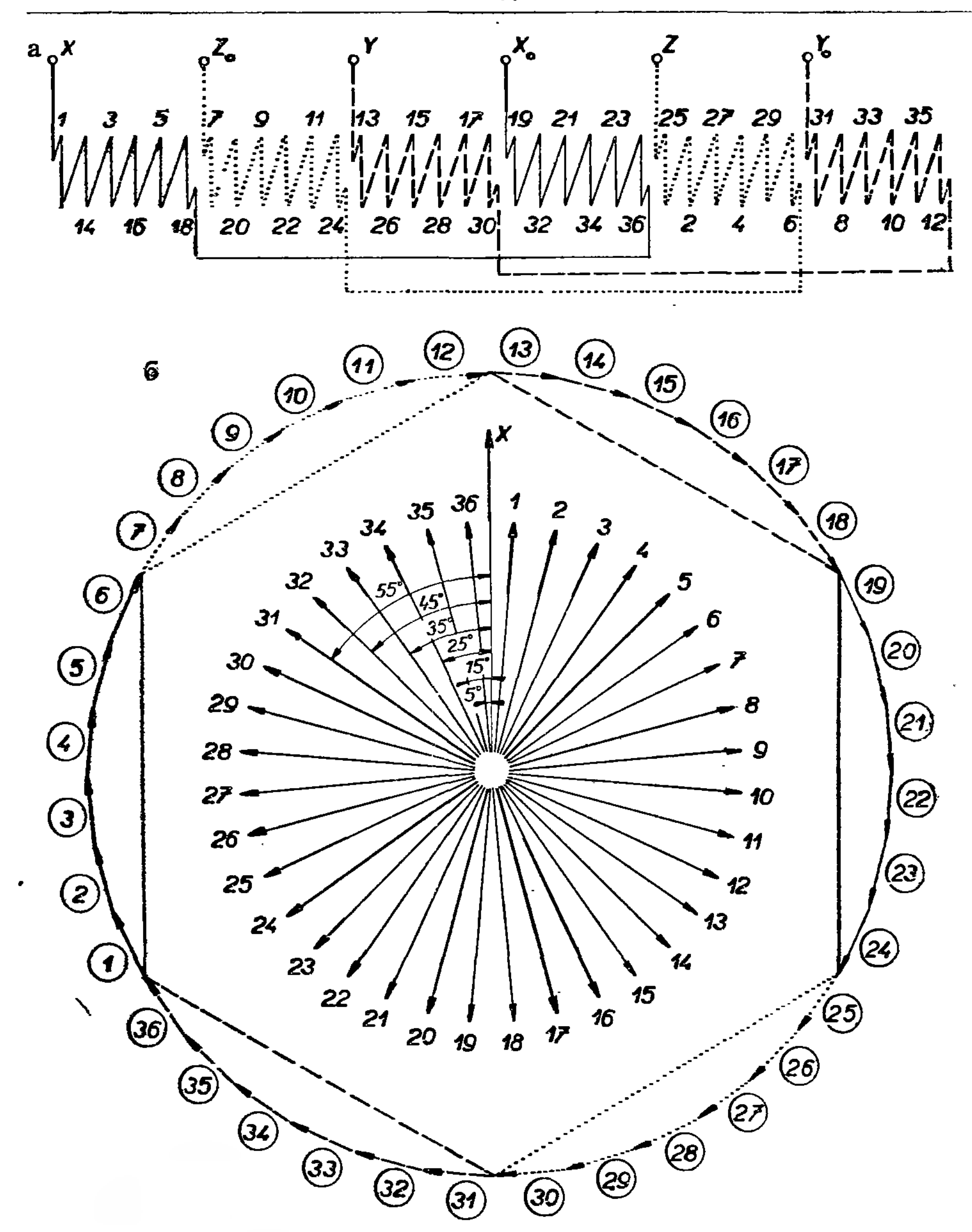


Рис. 15-7. Трехфазная двухслойная петлевая обмотка; $p = 1$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 6$, $N_д = 36$, $N_c = 36$, $Q = 18$, $к = 0{,}828$, $y_{d_1} = 12$, $P = 36$, $\alpha = \alpha' = 10°$.

тических фаз образуют правильный шестиугольник, так что полюсно-фазные группы, отвечающие противоположным сторонам шестиугольника, можно включить либо последовательно, либо параллельно. Круговая конструкционная схема обмотки приведена на рис. 15-7в.

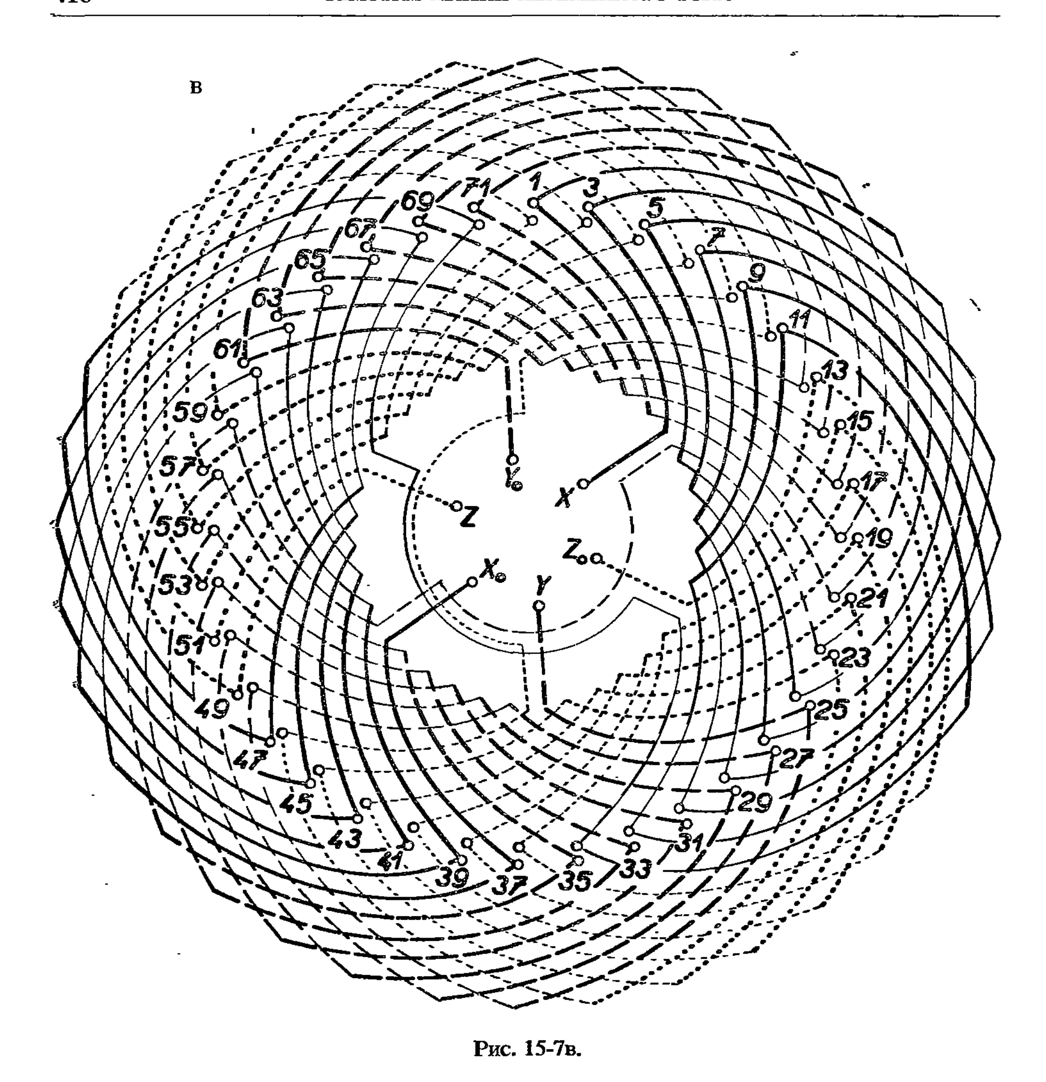


Рис. 15-7в.

Обмоточный коэффициент следует из звезды векторов

$$к = \frac{1}{6}(\cos 5^\circ + \cos 15^\circ + \cos 25^\circ + \cos 35^\circ + \cos 45^\circ + \cos 55^\circ) = 0{,}828 .$$

На рис. 15-8 показана фотография двухполюсного статора турбоальтернатора — 28,2 мва, 6,3 кв. На рис. 15-9 показана фотография двухполюсного статора турбоальтернатора — 6,5 мва, 25 пер. в секунду. На рис. 15-10 показана фотография лобовых соединений двухполюсной обмотки турбоальтернатора — 32 мва, 6,3 кв. Все три машины изготовлены на заводе ЧКД-Прага, н. п. И наконец, на рис. 15-11 показан статор турбоальтернатора — 10 мва, 16 кв, 3000 об/мин, изготовления фирмы Браун-Бовери.

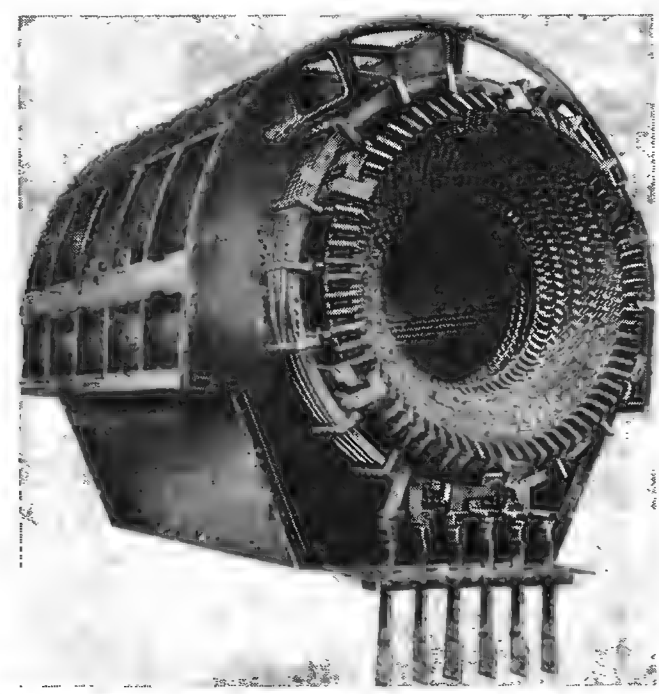


Рис. 15-8. Двухполюсный статор турбоальтернатора 28,2 мва, 6,3 кв (ЧКД — Прага, н. п.).



Рис. 15-9. Двухполюсный статор турбоальтернатора 6,5мва, 25 период в секунду (ЧКД — Прага, н. п.).

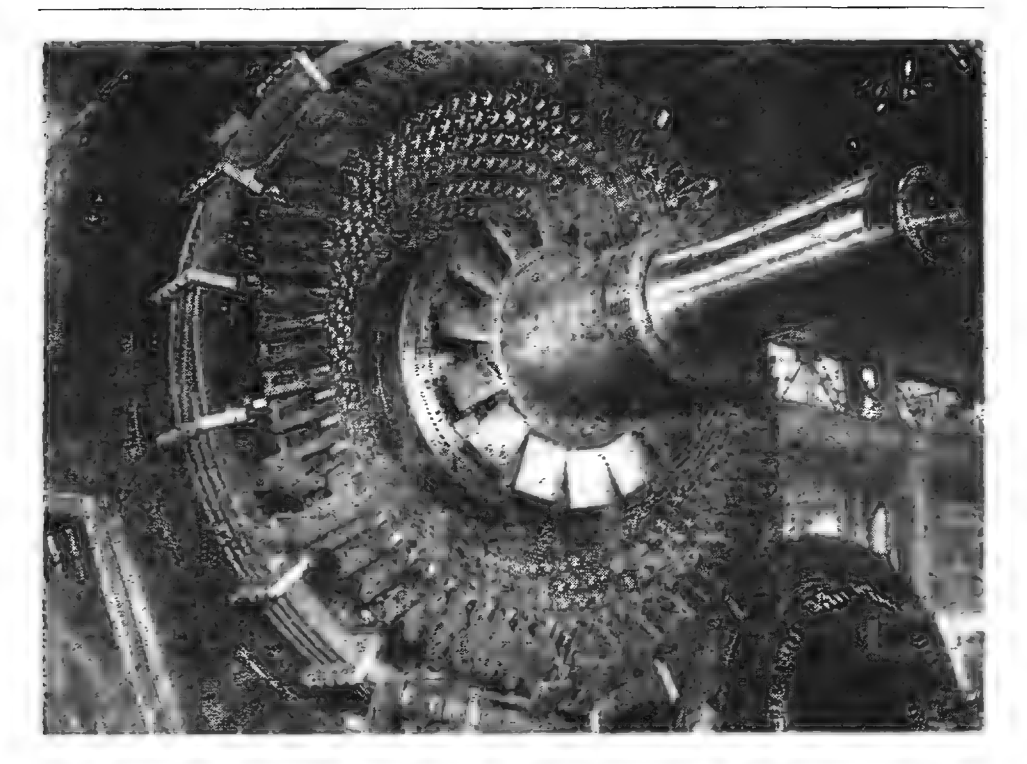


Рис. 15-10. Обмотка двухполюсного статора турбоальтернатора 32 мва, 3,6 кв (ЧКД — Прага, н. п.).

б) ОБМОТКИ С ДРОБНЫМ ЧИСЛОМ ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ

α) Однослойные обмотки

Однослойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу могут быть выполнены только при соблюдении условия (10-1), т. е. при pq = целому числу. Рассмотрим обмотку, изображенную на рис. 15-12 с данными:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 2{,}5\,, \quad N_d = 2pmq = 30\,, \quad N_c = 15\,.$$

Обмотка выполнима, так как $pq = 2 \,.\, 2{,}5 = 5$, т. е. равняется целому числу. Если бы мы задались нечетным числом пар полюсов, то обмотка была бы выполнима только в виде двухслойной.

Основной обмоткой является симметричная последовательная обмотка с данными:

$$p = 2\,, \quad a = 1\,, \quad y_k = \frac{15 - 1}{2} = 7\,, \quad Q = \frac{N_d}{2p} = 7{,}5\,,$$

$$y_{d_1} = y_1 = 7\,, \quad y_2 = 7\,.$$

Соответствующая звезда векторов удовлетворяет следующим условиям:

$$P = \frac{N_d}{t} = 15\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{15}\,, \quad \alpha = \frac{360^\circ}{N_d}\,p = \frac{360^\circ}{30}\,2 = \frac{360^\circ}{15} = \alpha'\,.$$

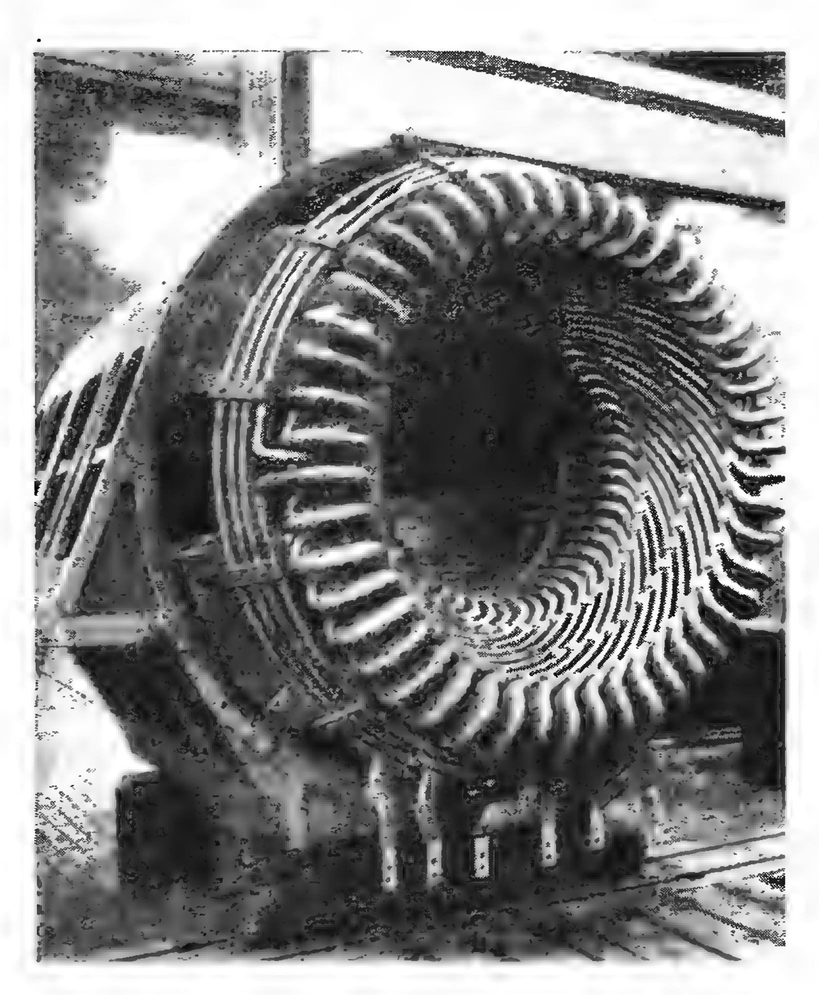


Рис. 15-11. Статор турбоальтернатора 10 мва, 16 кв, 3000 об/мин (ББК).

Общее число полюсно-фазных групп будет $m'a = 6\,.\,1 = 6$. Здесь на каждую фазу приходится две группы и число катушек в одной группе отвечает выражению $N_c/m'a = \frac{15}{6} = 2{,}5$. Эту обмотку выполним так, что в одну группу включим три катушки и в другую-две. Вспомогательная схема обмотки показана на рис. 15-12а. Векторы катушечных напряжений образуют правильный пятнадцатиугольник (рис. 15-12б) и тогда, при его шестифазном разделении, получится

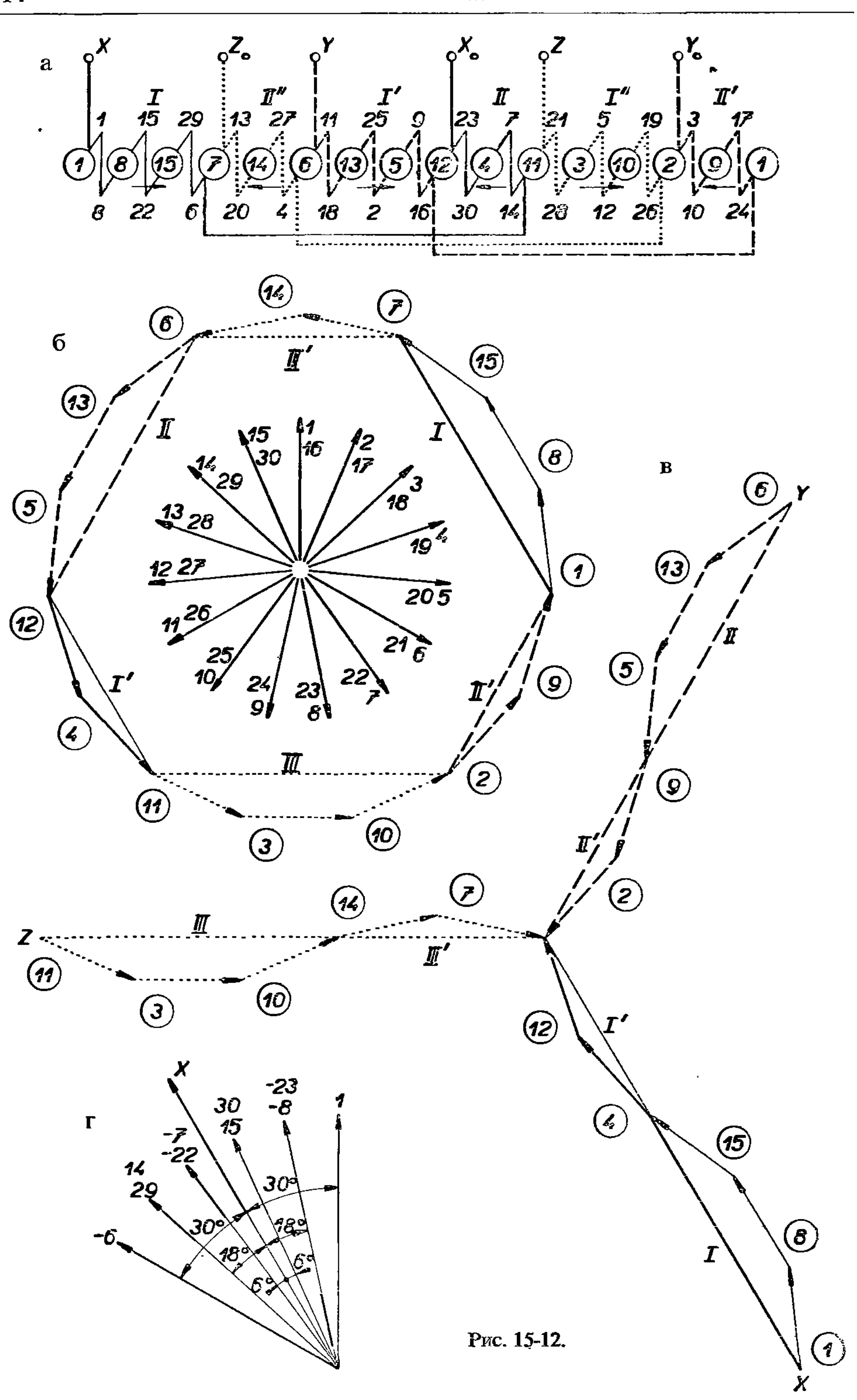


Рис. 15-12.

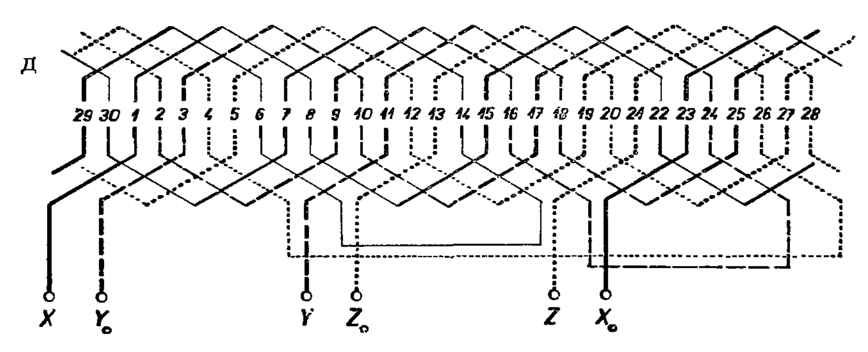


Рис. 15-12. Трехфазная однослойная обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $N_c = 15$, $Q = 7{,}5$. Основная последовательная обмотка; $p = 2$, $a = 1$, $y_k = 7$, $y_{d_1} = y_1 = 7$, $y_2 = 7$, $P = 15$, $\alpha = \alpha'$, $\kappa = 0{,}95$.

шестиугольник с неодинаковыми сторонами. Стороны этого несимметричного шестиугольника представляют собою напряжения отдельных математических фаз и отвечают векторам напряжения двух, или трех катушек. Вследствие того, что противоположные зоны неодинаковы, их можно соединять только последовательно. На рис. 15-12в показаны напряжения фаз при соединении в звезду. На рис. 15-12г показана частичная звезда векторов одной фазы. Из последней выведем обмоточный коэффициент

$$\kappa = \tfrac{1}{5}(2\cos 6^\circ + 2\cos 18^\circ + \cos 30^\circ) = 0{,}9514\,.$$

Конструкционная схема обмотки показана на рис. 15-12д.

Обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу особенно выгодна у синхронных машин с большим числом полюсов. Хотя у этих машин q мало, тем не менее соответствующий потенциальный многоугольник имеет значительное число сторон, что равносильно обмотке с двойным числом пазов на полюс и фазу. Кривая напряжения такой обмотки, даже в том случае, когда магнитное поле имеет сильные отклонения от синусоидальной формы, значительно приближается к синусоиде, как мы убедимся позже (параграф 22).

β) Двухслойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу

В качестве примера такой обмотки рассмотрим обмотку, показанную на рис. 15-13, у которой будет:

$$p = 2\,,\quad m = 3\,,\quad m' = 6\,,\quad q = 1{,}25\,,\quad N_d = 2pmq = 15\,,\quad N_c = 15\,.$$

Можно убедиться, что эта обмотка выполнима, так как она удовлетворяет условию (10-2), т. е. $2pq = 4\,.\,1{,}25 = 5$ (целое число).

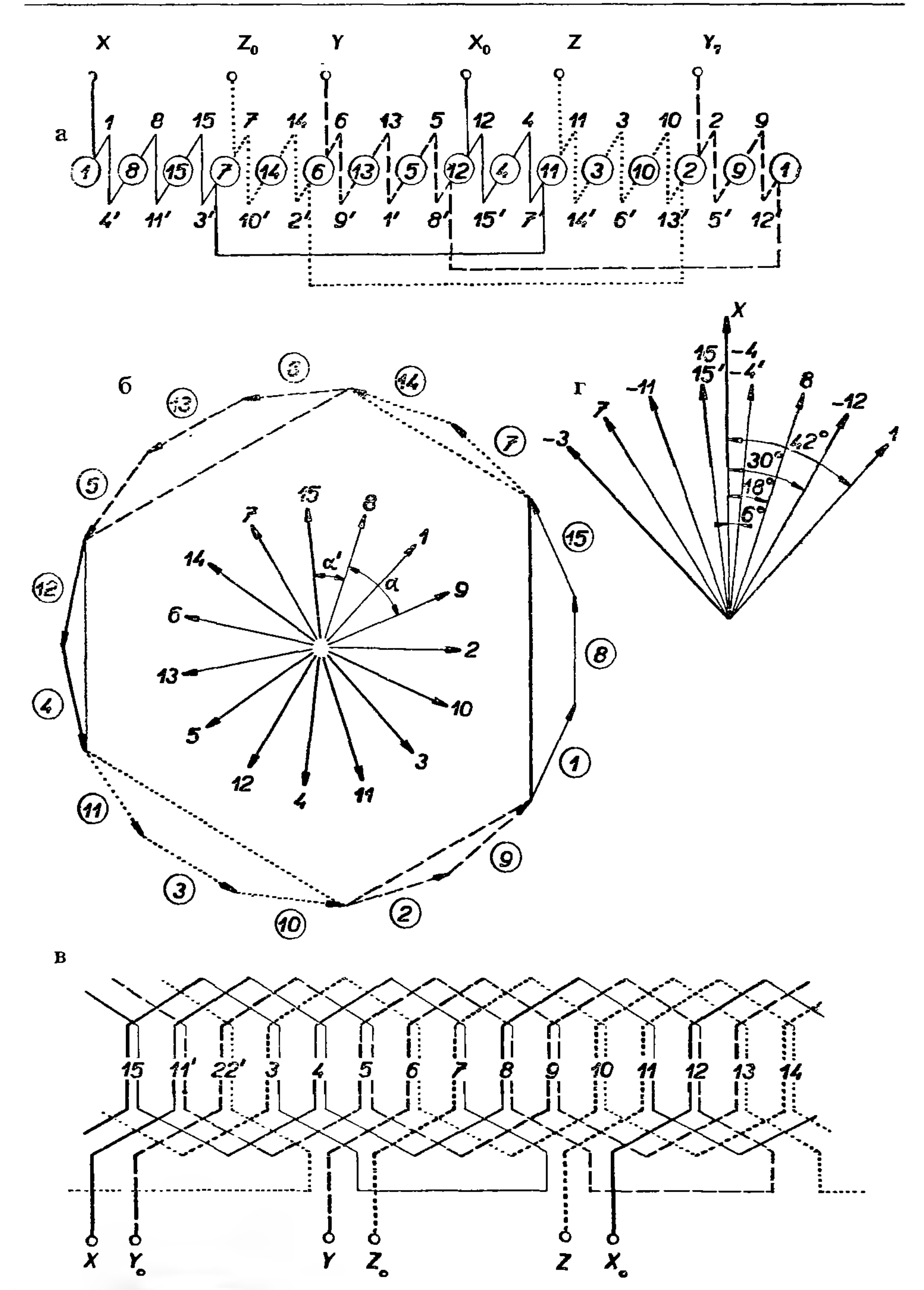
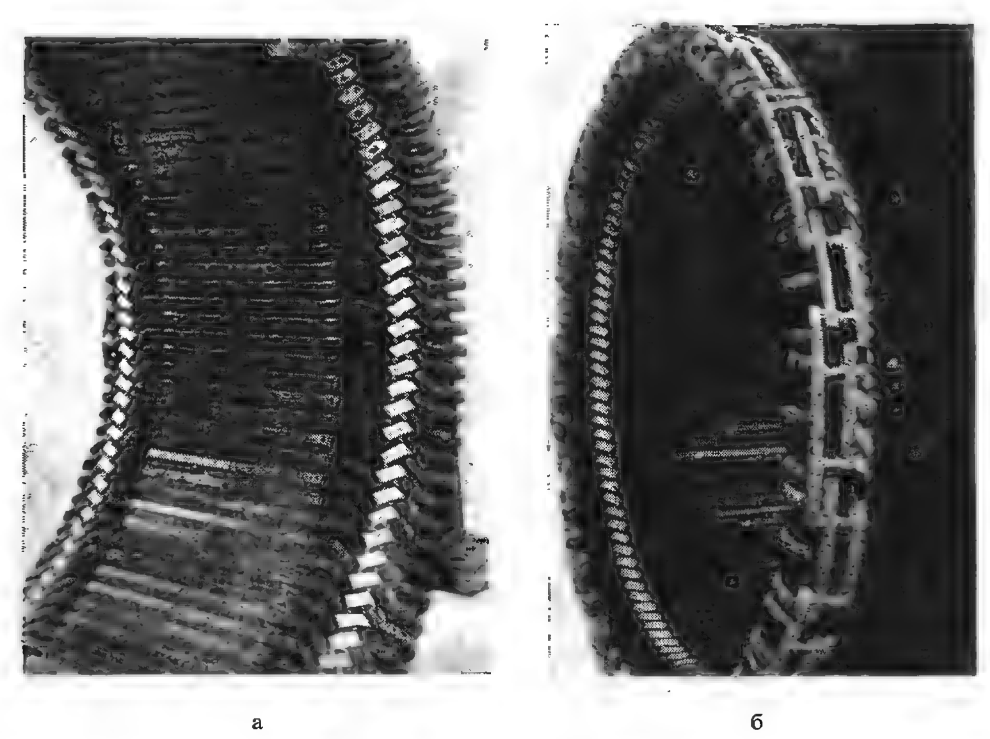


Рис. 15-13. Трехфазная двухслойная волновая обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 1{,}25$, $N_d = 15$, $N_c = 15$, $Q = 3{,}75$. Основная последовательная обмотка; $p = 2$, $a = 1$, $y_k = 7$, $y_{d_1} = y_1 = 3$, $y_2 = 4$, $P = 15$, $\alpha = 2\alpha'$, $\kappa = 0{,}909$.

Основной обмоткой постоянного тока пусть будет последовательная обмотка со следующими данными

$$p = 2\,,\quad a = 1\,,\quad y_k = \frac{15-1}{2} = 7\,,\quad Q = 3{,}75\,,\quad y_{d_1} = y_1 = 3\,,\quad y_2 = 4\,,$$

$$P = \frac{N_d}{t} = 15\,,\quad \alpha' = \frac{360^\circ}{15}\,,\quad \alpha = \frac{360^\circ}{15}2 = 2\alpha'\,.$$



а б

Рис. 15-14а,б. Двухслойная обмотка статора трехфазного асинхронного двигателя 290 квт, 2850 в, 428 об/мин (ЧКД — Прага, н. п.).

Если разрезать обмотку, то получим число полюсно-фазных групп равным $m'a = 6 \,.\, 1 = 6$; каждая группа содержит $N_{c_1} = N_c/m'a = \frac{15}{6} = 2{,}5$ катушек. Каждой фазе принадлежат две группы, причем одна состоит из двух, а другая из трех катушек. На рис. 15-13а изображена вспомогательная схема обмотки и на рис. 15-13б — потенциальный многоугольник. Напряжения катушек основной обмотки образуют правильный пятнадцатиугольник. Из этого следует, что векторы напряжений математических фаз образуют несимметричный шестиугольник, у которого противоположные стороны отвечают одной фазе. Полюсно-фазные группы, следовательно, можно соединять только последовательно. Конструкционная схема обмотки показана на рис. 15-13в.

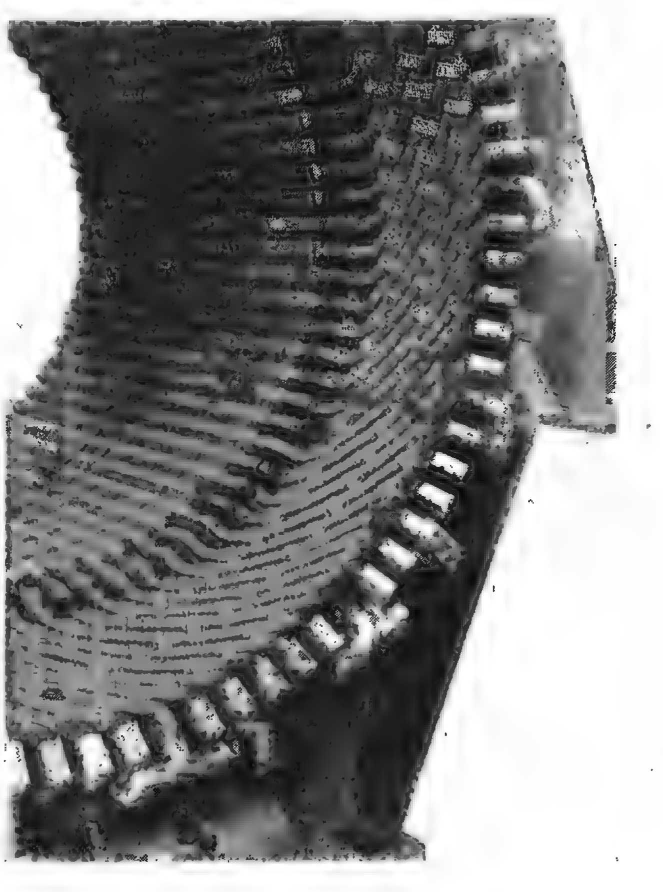


Рис. 15-15. Двухслойная четырехполюсная обмотка альтернатора 2000 ква, 520 в, с эвольвентными лобовыми соединениями (ЧКД — Прага, н. п.).

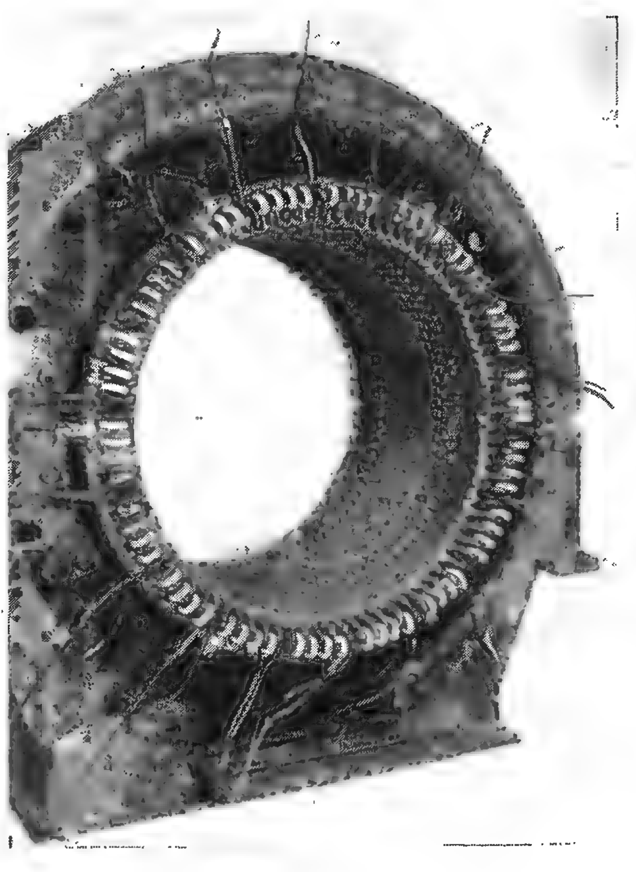


Рис. 15-16. Двухслойная обмотка альтернатора 1400 ква, 6,3 кв, 1000/1800 об/мин в стадии изготовления (ЧКД — Прага, н. п.).

Обмоточный коэффициент следует из частичной звезды, соответствующей фазе X (рис. 15-13г):

$$\kappa = \tfrac{1}{5}(2\cos 6^\circ + \cos 18^\circ + \cos 30^\circ + \cos 42^\circ) = 0{,}90985\,.$$

На рис. 15-14а, б показаны фотографии распределенной двухслойной обмотки статора трехфазного синхронного двигателя 290 ква, 2850 в и 428 об/мин. На рис. 15-15 показана фотография двухслойной четырехполюсной обмотки альтернатора 2000 ква, 520 в с эвольвентными лобовыми соединениями. На рис. 15-16 показана фотография двухслойной обмотки альтернатора 1400 ква, 6,3 кв, 1000/800 об/мин в стадии изготовления. Все четыре машины изготовлены на заводе ЧКД Прага, н. п.

16. СХЕМА ТИНГЛИ

Тингли применяет вместо звезды векторов таблицу, в которой углы между пазами заменяет линейным расстоянием осей квадратов, расположенных друг возле друга и отвечающих расположению пазов. Число рядов равняется числу полюсов. Для такого изображения обмотки удобно применять бумагу с линовкой в клеточку. Причем номера пазов, отвечающие одному полюсному делению, записываются в одном ряду и ряды, отвечающие отдельным полюсным делениям, помещаются один под другим. Схема вычерчивается независимо от вида обмотки.

Если число пазов на полюс и фазу выражается в общем случае дробью $q = q_0/c$, где q_0 и c не имеют общего делителя, то полюсное деление трехфазной обмотки дается числом пазов.

$$Q = \frac{3q_0}{c} = \frac{\text{ширина схемы Тингли, выраженная числом квадратов}}{\text{пазовое деление, выраженное числом квадратов}}\,. \quad (16\text{-}1)$$

В этом выражении c обозначает минимальное число полюсов, для которого обмотка выполнима, и q_0 – расположение одной фазы, выраженное числом квадратов. Схему можно упростить, если у двухслойных обмоток пазы, отвечающие всем нечетным полюсам, записать в одном ряду и пазы, отвечающие всем четным полюсам — в другом ряду. Таким образом получится упрощенная двухполюсная схема, отвечающая потенциальному многоугольнику катушечных напряжений. У однослойных обмоток упрощенная двухполюсная схема, эквивалентная потенциальной диаграмме напряжений катушек, получится, если аналогично записать в двух рядах только номера нечетных пазов, отвечающие передним сторонам катушек. Разделению сторон многоугольника на три фазы отвечает в схеме Тингли разделение таблицы на три столбца.

1. Покажем на примере, как поступать при построении схемы Тингли у рассмотренной нами ранее однослойной обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу согласно рис. 15-3. Данные обмотки были:

$$p = 2, \quad m = 3, \quad m' = 6, \quad q = q_0 = 3, \quad N_d = 36, \quad N_c = 18, \quad Q = 9,$$

$$y_{d_1} = y_1 = 9, \quad y_2 = -7, \quad P = 18, \quad \alpha = \alpha' = \frac{360^\circ}{18} = 20^\circ .$$

Ширина таблицы Тингли (рис. 16-1а) отвечает девяти квадратам, так как отношение, дающее число пазов на полюс, имеет вил

$$Q = \frac{3q_0}{c} = \frac{9}{1} = \frac{\text{ширина схемы Тингли, выраженная числом квадратов}}{\text{пазовое деление, выраженное числом квадратов}} .$$

а

$c\alpha_0 Q = 9\alpha_0 = 180^\circ$; $\alpha_0 = \alpha$

полюсное деление									
1	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2	10	11	12	13	14	15	16	17	18
3	19	20	21	22	23	24	25	26	27
4	28	29	30	31	32	33	34	35	36

б

$\alpha_0 = 20$; 20° 20°

полюсное деление									
1, 3 ↑	1 19 ● ●	2 20 ● ●	3 21 ● ●	4 22 ○ ○	5 23 ○ ○	6 24 ○ ○	7 25 ⊕ ⊕	8 26 ⊕ ⊕	9 27 ⊕ ⊕
2, 4 ↓	10 28 ● ●	11 29 ● ●	12 30 ● ●	13 31 ○ ○	14 32 ○ ○	15 33 ○ ○	16 34 ⊕ ⊕	17 35 ⊕ ⊕	18 36 ⊕ ⊕

в

q_0; 20° 20°

фаза	X●			Z'○			Y⊕		
полюсное деление 1, 3 ↑	1 19 ● ●		3 21 ● ●		5 23 ○ ○		7 25 ⊕ ⊕		9 27 ⊕ ⊕
полюсное деление 2, 4 ↓		11 29 ● ●		13 31 ○ ○		15 33 ○ ○		17 35 ⊕ ⊕	
фаза	X'●			Z○			Y'⊕		

Рис. 16-1. Схема Тингли однослойной обмотки; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 3$, $N_d = 36$, $N_c = 18$, $Q = 9$, $y_{d_1} = y_1 = 9$, $y_2 = -7$, а) схема Тингли, б) упрощенная схема активных сторон, в) упрощенная схема катушек.

В нашем случае рассматривается четырехполюсная машина, так что таблица будет иметь четыре ряда. В отдельные квадраты вписываются номера пазов, причем нужно иметь в виду, что пазовое деление равняется единице. Если теперь все нечетные полюсные деления сосредоточить в одном ряду и все четные — в другом, то получим упрощенную двухполюсную схему обмотки. Эта схема показана на рис. 16-1б. Так как катушки имеют одинаковый шаг, то они имеют также и одинаковые катушечные напряжения и, если известно положение передней стороны катушки, обозначенной нечетным числом, то положение каждой катушки в магнитном поле точно определено. Поэтому нет необходимости принимать во внимание четные номера, относящиеся к задним сторонам катушек. Таким образом мы получим упрощенную схему катушек, изображенную на рис. 16-1в, которая отвечает потенциальному многоугольнику катушечных напряжений. Для распределения катушек по отдельным фазам столбцы

упрощенной схемы разделим на три одинаковые части, причем фазу X обозначим жирным кружком ●, фазу Y — кружком с крестиком ⊕ и фазу Z — пустым кружком ○. Для обозначения начал фаз возьмем принятые обозначения X, Y, Z и для концов фаз-обозначения X', Y', Z'. Из рис. 16-1в видно, что, например, фазе Z принадлежит в нечетных полюсных делениях (Z') зона с двумя катушками *5* и *23*, в то время как в четных полюсных делениях зона с четырьмя катушками *13*, *15*, *31* и *33*.

Упрощенная схема катушек может быть использована для нахождения обмоточного коэффициента распределения также, как и у звезды векторов. И в самом деле, ширина схемы Тингли отвечает в электрических градусах углу $c\alpha_0 Q = 180°$, так что ширина одного столбца будет

$$\alpha_0 = \frac{180°}{cQ} = \frac{180°}{3q_0} = \frac{60°}{q_0} = 20° .$$

Тогда угол между пазами будет

$$\alpha = c\alpha_0 = 20° .$$

При дальнейшем рассмотрении зоны фазы Z на рис. 16-1в видно, что векторы напряжения катушек 5 и 23 совпадают с осью зон, в то время как векторы напряжения катушек 13, 15, 31 и 33 отклоняются на угол 20°, откуда обмоточный коэффициент распределения будет:

$$\kappa_r = \tfrac{1}{6}(2 + 4\cos 20°) = \tfrac{1}{3}(1 + 2\cos 20°) = 0{,}96 .$$

У обмоток с полным шагом обмоточный коэффициент распределения является также обмоточным коэффициентом κ.

По упрощенной схеме катушек, разделенной на три фазы, можно в упрощенной схеме активных сторон на рис. 16-1б обозначить принадлежность отдельных сторон катушек к полюсно-фазным группам. Так как передние стороны катушек известны, то можно легко определить соответствующие им задние стороны. Достаточно потом к нечетным номерам сторон прибавить катушечный шаг $y_1 = 9$. Так например, для фазы Z, к соответствующим передним сторонам *5, 13, 15, 23, 31, 33* получатся отвечающие им задние стороны *14, 22 24, 32, 4, 6*. Вследсвие того, что обмотка имеет полный шаг, задние стороны катушек попадут в тот же столбец, как и соответствующие им передние стороны.

Из упрощенной схемы активных сторон на рис. 16-1б можно непосредственно определить обмоточный коэффициент. Для этого достаточно определить ось зон и фазные отклонения отдельных сторон по отношению к оси. Так например, для фазы Z, мы найдем, что стороны катушек *5, 23, 14* и *32* лежат в оси зон, в то время как стороны *4, 22, 13, 31* и *6, 24, 15, 33* отклонены на 20°. Тогда обмоточный коэффициент будет

$$\kappa = \tfrac{1}{12}(4 + 8\cos 20°) = \tfrac{1}{3}(1 + 2\cos 20°) = 0{,}96 .$$

а

$c\alpha_0 Q = 180$

q_0 | $q_c = 5\alpha_0$ | q_0

$\alpha_0 = 12°$ | $\alpha = 2\alpha_0$

фаза		Y'⊕					X ●					Z' ○				
полюсное деление	1		29 ⊕		30 ⊕		1 ●		2 ●		3 ●		4 ○		5 ○	
	2	6 ⊕		7 ⊕		8 ●		9 ●		10 ●		11 ○		12 ○		13 ○
	3		14 ⊕		15 ⊕		16 ●		17 ●		18 ○		19 ○		20 ○	
	4	21 ⊕		22 ⊕		23 ⊕		24 ●		25 ●		26 ○		27 ○		28 ⊕
фаза		Y ⊕					X' ●					Z ○				

б

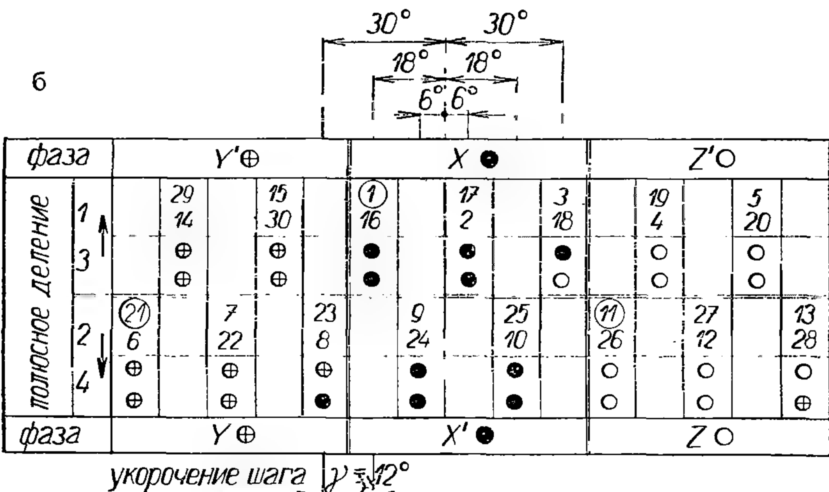


Рис. 16-2а,б. Схема Тингли однослойной обмотки; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $N_c = 15$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = y_1 = 7$, $y_k = 7$, $P = 15$, $\alpha = \alpha' = 24°$. Начала фаз помещены в пазы, обозначенные кружками.

Так как обмотка имеет полный шаг, то обмоточный коэффициент равен обмоточному коэффициенту распределения.

Схему Тингли можно также построить непосредственно. Из выражения (16-1)

следует, что ширина одной фазы в схеме отвечает q_0 квадратам, или в электрических градусах выражается в виде $\alpha_0 q_0 = 60°$. Тогда ширину схемы Тингли разделим сначала на три одинаковые части, которые наверху обозначим через X, Z', Y и внизу через X', Z, Y'. Принимая во внимание пазовое деление c, запишем последовательно в отдельных полюсных делениях номера пазов. У однослойных обмоток фазы в нечетных пазах обозначим в соответствии с тем, как они располагаются в фазных столбцах схемы. Принадлежность четных пазов определим, если к номерам передних сторон прибавить катушечный шаг y_{d_1}. Тогда стрелки направления у полюсных делений нам облегчат соединение отдельных полюсно-фазных групп.

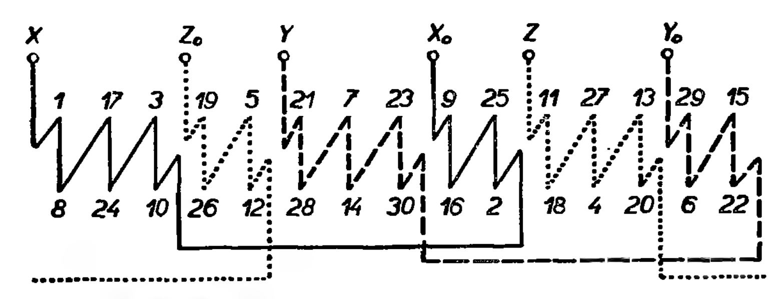


Рис. 16-2в. Вспомогательная схема однослойной обмотки; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $y_{d_1} = 7$, $y_k = 8$, $y_2 = 9$. Схема вычерчена по схеме Тингли на рис. 16-2б.

2. Рассмотрим еще один пример схемы Тингли для однослойной волновой обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу (см. рис. 16-2), которая была анализирована в парагр. 15 и имеет следующие данные:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad q = \frac{q_0}{c} = \frac{5}{2} = 2{,}5\,, \quad N_d = 30\,, \quad N_c = 15\,, \quad Q = 7{,}5\,,$$

$$y_{d_1} = y_1 = 7\,, \quad y_k = 7\,, \quad y_2 = 7\,, \quad P = 15\,, \quad \alpha = \alpha' = 24°\,.$$

Для определения ширины таблицы Тингли вычислим отношение

$$Q = \frac{3q_0}{c} = \frac{3\,.\,5}{2} = \frac{15 \text{ квадратов на полюсное деление}}{2 \text{ квадрата на пазовое деление}}\,.$$

Зона, принадлежащая одной фазе, соответствует $q_0 = 5$ квадратам и ширина схемы Тингли будет следовательно содержать 15 квадратов, причем каждый второй квадрат обозначает паз. Ширина квадрата будет $\alpha = 60°/q_0 = 12$. Для большей наглядности в каждом полюсном делении начертим два ряда, верхний для номеров пазов и нижний для обозначений фаз. Число пар рядов будет $2p = 4$. Безразлично, с которой фазы мы начинаем, необходимо только придерживаться порядка фаз X, Z', Y, X', Z, Y'. Для ясности изложения среднюю зону выберем для фазы X и в первый квадрат этой зоны поместим паз номер 1 по

рис. 16-2a. Далее, в третий квадрат, удаленный на одно пазовое деление ($c = 2$), впишем второй паз, в пятый квадрат третий и т. д., пока не пройдем через четыре полюсных деления, вернемся опять к первому пазу и придем обратно к фазе Y'. Для наглядности, у однослойных обмоток нечетные номера пазов, отвечающие передним сторонам катушек, записываются наверху ряда а четные номера внизу. В последний ряд записываются обозначения соответствующих противоположных фаз. Фазы у нечетных пазов можно обозначить в зависимости от зоны, в которой находятся их номера. Фазы сторон, отвечающих четным пазам, найдем путем прибавления катушечного шага $y_1 = 7$. Схему Тингли можно упростить путем преобразования в двухполюсную схему, см. рис. 16-2б. Для этого номера и обозначения нечетных полюсных делений запишем в одну пару рядов, а номера четных полюсных делений с соответствующими обозначениями фаз — в другую пару. Обмотка имеет укороченный шаг на половину пазового деления, так что пазы задних сторон будут в соседнем полюсном делении сдвинуты на угол $\gamma = \alpha/2 = 12°$ влево по отношению к пазам соответствующих передних сторон. При удлиненном шаге номера задних сторон будут сдвинуты вправо по отношению к соответствующим передним сторонам. Разница между двумя соседними номерами (нечетными) в этой схеме у однослойной обмотки отвечает $2y_k$; в нашем случае, у обмотки неперекрещивающейся будет равняться 14-ти и у обмотки перекрещивающейся 16-ти. Упрощенная схема заменяет звезду векторов и, следовательно, из нее можно определить обмоточный коэффициент. Тогда достаточно определить положение вектора результирующего фазного напряжения и отклонение фаз отдельных сторон катушек от этой результирующей. Так например, вектор результирующего фазного напряжения фазы X совпадает с осью зон этой фазы, векторы э. д. с. сторон катушек *9*, *24*, и *17*, *2* отклонены на угол 6°, векторы сторон *1*, *6* и *25*, *10* на угол 18° и, наконец, стороны *8*, *3* — на 30°. Из этого следует обмоточный коэффициент:

$$\kappa = \tfrac{1}{10}(4 \cos 6° + 4 \cos 18° + 2 \cos 30°) = 0{,}9515\,.$$

Обмоточный коэффициент распределения можно аналогично определить из расположения передних сторон катушек *1*, *9*, *17*, *25* и *3*. Однако, из упрощенной схемы можно убедиться, что этот коэффициент распределения является тождественным коэффициенту распределения обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу $q = q_1 = 5$ и, следовательно, согласно уравнению (5-2′) равен

$$\kappa_r = 1 : 2q' \sin \frac{30°}{q'} = \frac{1}{10 \sin 6°} \doteq 0{,}957\,.$$

Так как кеэффициент шага дается выражением

$$\kappa_k = \cos \frac{\gamma}{2} = \cos 6° \doteq 0{,}9945\,,$$

то обмоточный коэффициент будет

$$\kappa = \kappa_r \,.\, \kappa_k = 0{,}957 \,.\, 0{,}9945 \doteq 0{,}9515\,,$$

что отвечает ранее вычисленному значению.

Аналогичные результаты получатся, если рассмотреть обмоточный коэффициент в упрощенной схеме обмотки замещения со следующим числом пазов на полюс и фазу:

$$q_n = \tfrac{1}{2}(q_1 + q_2) = \frac{3+2}{2} = 2{,}5$$

и углом между пазами $\alpha_n = 2\alpha_0 = 24°$. Причем q_1 и q_2 обозначают число пазов на полюс и фазу в обмотке замещения в нечетном, или же в четном полюсном делении. Тогда обмоточный коэффициент будет

$$\kappa = \kappa_r' \kappa_k \kappa_s\,,$$

где коэффициент распределения согласно уравнению (5-2′) равняется:

$$\kappa_r' = 1 : 2q_n \sin\frac{30°}{q_n} = \frac{1}{5\sin 12°} = \frac{1}{10\sin 6° \cos 6°} = 0{,}9615\,,$$

коэффициент шага дан уравнением (5-8)

$$\kappa_k = \cos\frac{y}{2} = \cos 6° = 0{,}9945$$

и коэффициент ширины зон отвечает уравнению (12-2)

$$\kappa_s = \cos\,(q_1 - q_2)\frac{\alpha_n}{4} = \cos\,(3-2)\,6° = 0{,}9945\,.$$

После подстановки получим

$$\kappa = \frac{1}{10\sin 6° \cos 6°}\cos^2 6° = \frac{1}{10\sin 6°}\cos 6° = 0{,}957 \,.\, 0{,}9945 = 0{,}951\,.$$

На основании упрощенной схемы можно также построить вспомогательную схему обмотки, показанную на рис. 16-2в, где передние стороны катушек отвечают последовательности нечетных номеров в двухполюсной схеме Тингли, а задние стороны катушек отвечают последовательности четных номеров, начиная с номера 8 ($y_1 = 7$). Тогда по этой вспомогательной схеме легко можно начертить конструкционную схему обмотки.

3. Теперь остановимся у двухслойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу и построим схему Тингли для волновой обмотки, показанной на рис. 15-7, со следующими данными:

$$p = 2\,,\quad m = 3\,,\quad m' = 6\,,\quad q = \frac{q_0}{c} = \frac{5}{4} = 1{,}25\,,\quad N_d = 15\,,\quad N_c = 15\,,$$

$$Q = 3{,}75\,,\quad y_{d_1} = y_1 = 3\,,\quad y_k = 7\,,\quad y_2 = 4\,,\quad \alpha = \frac{360°}{N_d}\,p = \frac{360°}{15}\,2 = 2\alpha'\,.$$

а

$4\alpha_0 Q = 180°$; $q_0 = 5$; $\alpha_0 = 12°$; $\alpha = 4\alpha_0$

полюсное деление	фаза Y' ⊕					фаза X ●					фаза Z' ○				
1		15 ⊕ ⊕				1 ● ●				2 ● ○				3 ○ ⊕	
2			4 ⊕ ●				5 ● ●				6 ○ ○				7 ○ ⊕
3				8 ⊕ ●				9 ● ○				10 ○ ○			
4	11 ⊕ ⊕				12 ⊕ ●				13 ● ○				14 ○ ⊕		
фаза	Y ⊕					X' ●					Z ○				

б

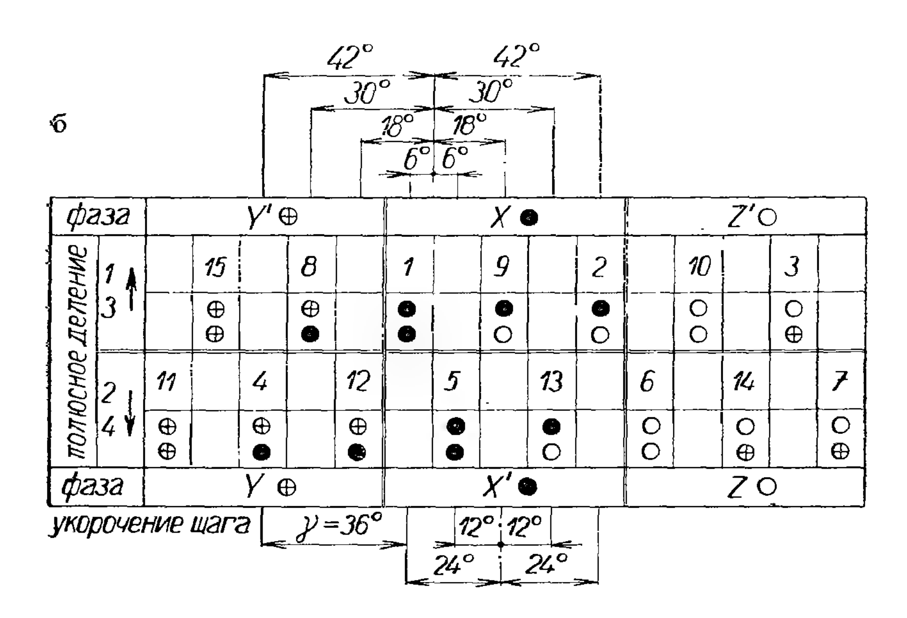


Рис. 16-3. Схема Тингли двухслойной обмотки; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = \frac{5}{4} = 1{,}25$, $N_d = 15$, $N_c = 15$, $Q = \frac{15}{4}$, $y_{d1} = 3$, $y_k = 7$, $P = 15$.

Ширину схемы Тингли на рис. 16-3а определим из отношения

$$Q = \frac{3q_0}{c} = \frac{3\,.\,5}{4} = \frac{15 \text{ квадратов на полюсное деление}}{4 \text{ квадрата на пазовое деление}}.$$

Зона одной фазы занимает пять квадратов, так что общая ширина схемы Тингли составляет 15 квадратов и каждый четвертый квадрат означает положение паза. Вследствие того, что обмотка четырехполюсная, схема будет иметь четыре пары рядов. Обозначения соответствующих фаз напишим вверху и внизу схемы, причем фазу X поместим в средней зоне, и одновременно, номер первого паза впишем в первый квадрат верхнего ряда этой фазы. Следующие номера пазов вписываем направо с учетом пазового деления. У двухслойных обмоток каждому пазу отвечает два обозначения, из которых одно относится к верхнему слою, а другое к нижнему. Верхние обозначения, отвечающие передним сторонам катушек, можно написать в соответствии с зоной, в которую они входят. Если к номерам передних сторон прибавить пазовый шаг $y_{d_1} = y_1 = 3$, то определим также и нижние обозначения, отвечающие задним сторонам катушек. Если номера пазов и обозначения в нечетных полюсных делениях поместить в первую пару рядов, а номера пазов и обозначения в четных полюсных делениях во вторую пару рядов, то получим упрощенную двухполюсную схему, показанную на рис. 16-3б.

Обмоточные коэффициенты можно вычислять различными способами.

а) Можно найти положение вектора результирующего напряжения, например фазы X, и смещение друг относительно друга векторов напряжения отдельных сторон катушек. Тогда обмоточный коэффициент будет

$$\kappa = \tfrac{1}{10}(4 \cos 6^\circ + 2 \cos 18^\circ + 2 \cos 30^\circ + 2 \cos 42^\circ) =$$
$$= \tfrac{1}{5}(2 \cos 6^\circ + \cos 18^\circ + \cos 30^\circ + \cos 42^\circ) = 0{,}9098\,.$$

б) Из упрощенной схемы следует, что рассматриваемая нами обмотка имеет тот же обмоточный коэффициент как и обмотка замещения, имеющая на полюс и фазу

$$q_r = \tfrac{1}{2}(q_1 + q_2) = \frac{3 + 2}{2} = 2{,}5 \text{ пазов}$$

и угол между пазами $\alpha_n = 2\alpha_0 = 24^\circ$, так что обмоточные коэффициенты распределения и ширины зон будут те же, как и в предыдущем случае. Укорочению шага отвечает угол $\gamma = 3\alpha_0 = 36^\circ$, так что коэффициент шага будет

$$\kappa_k = \cos\frac{\gamma}{2} = \cos 18^\circ = 0{,}951$$

и обмоточный коэффициент

$$\kappa = \kappa_r' \kappa_s \kappa_k = \frac{1}{10 \sin 6^\circ \cos 6^\circ} = \cos 6^\circ\,.\,\cos 18^\circ = 0{,}9098.$$

в) Если в упрощенной схеме определить положение векторов катушечных напряжений по отношению к результирующему вектору фазного напряжения, например фазы X, то обмоточный коэффициент распределения будет согласно рис. 16-36

$$\kappa_r = \tfrac{1}{5}(1 + 2\cos 12^\circ + 2\cos 24^\circ) = 0{,}9566$$

и обмоточный коэффициент

$$\kappa = \kappa_r \kappa_k = 0{,}9566 \,.\, 0{,}951 = 0{,}9098 \,.$$

Т. е. при всех трех способах вычисления получается одинаковый результат.

Для вычисления обмоточного коэффициента симметричных трехфазных обмоток Клима-Каудерс предложил общую формулу[41c]

$$\kappa_r = \underbrace{\sin\left(\frac{y_{d_1}}{Q}\frac{\pi}{2}\right)}_{\kappa_k}\underbrace{\left[\cos\left(\frac{\pi}{3}\,p' y_k \nu\right) : \frac{N_c'}{6}\sin\left(\frac{\pi}{N_c'}\,p' y_k \nu\right)\right]}_{\kappa_r} .$$

$$. \underbrace{\sin\left[\frac{2(q_2 + q_1 + q_2)}{3(q_1 + q_2)}\frac{\pi}{2}\,p' y_k \nu\right]}_{\kappa_s}, \qquad (16\text{-}2)$$

где означает:

$p' = p/a$ — основное число пар полюсов, a — наибольший общий делитель чисел N_c и p (т. е. число пар параллельных ветвей основной обмотки постоянного тока), $N_c' = N_c/a$ — основное число катушек (число сторон потенциального многоугольника), $y_k = (\varepsilon N_c + a)/p = (\varepsilon N_c' + 1)/p'$ — катушечный шаг, ε — наименьшее положительное целое число, включая нуль, подобранное таким образом, чтобы y_k было целым числом, q_1 и q_2 — ширины зон, выраженные числом катушек в двухполюсной схеме Тингли в нечетных, или же в четных полюсных делениях.

Эта формула справедлива для любой гармоники, удовлетворяющей условию: $y_k p' \nu$ = целое число. Тогда значения q_1 и q_2 отсчитывают по упрощенной двухполюсной схеме или по потенциальному многоугольнику. Сумма их $q_1 + q_2 = N_c'/3$.

В качестве примера приведем вычисление обмоточного коэффициента выше приведенной однослойной обмотки. Схема Тингли этой обмотки показана на рис. 16-2. Для такой обмотки, для фазы X, согласно схемы Тингли будет:

$$p = p' = 2\,, \quad a = 1\,, \quad q = 2{,}5\,, \quad N_d = 30\,, \quad N_c = N_c' = 15\,, \quad Q = 7{,}5\,,$$

$$y_k = 7\,, \quad q_1 = 2\,, \quad q_2 = 3\,.$$

После подстановки в уравнение (16-2), получим выражение для основной гармоники

$$\kappa = \sin\left(\frac{7}{7{,}5}\frac{\pi}{2}\right)\left[\cos\left(\frac{\pi}{3}2\,.\,7\right) : \frac{15}{6}\sin\left(\frac{\pi}{15}2\,.\,7\right)\right] .$$

$$.\,\sin\left[\frac{2(3+2+3)}{3(2+3)}\frac{\pi}{2}2\,.\,7\right],$$

и после упрощения

$$\kappa = \sin 84^\circ \frac{\cos 840^\circ}{2{,}5\sin 168^\circ}\sin 1176^\circ ,$$

т. е.

$$\kappa = \cos 6\frac{-\sin 30^\circ}{2{,}5\sin 12^\circ}\cos 6^\circ = -\frac{1}{10}\operatorname{cotg} 6^\circ = -0{,}9514 .$$

Если мы воспользуемся уравнением (16-2) для вычисления обмоточного коэффициента ранее рассмотренной обмотки на рис. 15-7 с данными, взятыми из схемы Тингли на рис. 16-3:

$$p = p' = 2 ,\quad a = 1 ,\quad q = 1{,}25 ,\quad N_d = 15 ,\quad N_c = N_c' = 15 ,$$

$$Q = 3{,}75 ,\quad y_{d_1} = 3 ,\quad y_k = 7 ,\quad q_1 = 3 ,\quad q_2 = 2 ,$$

то для основной гармоники получим

$$\kappa = \sin\left(\frac{3}{3{,}75}\frac{\pi}{2}\right)\left[\cos\left(\frac{\pi}{3}2\,.\,7\right) : \frac{15}{6}\sin\left(\frac{\pi}{15}2\,.\,7\right)\right] .$$

$$.\,\sin\left[\frac{2(2+3+2)}{3(3+2)}\frac{\pi}{2}2\,.\,7\right]$$

и после упрощения будет:

$$\kappa = \sin 72\left[2\cos 840^\circ : 5\sin\frac{14}{15}\pi\right]\sin\frac{14}{15}7\pi = -0{,}9098 .$$

При более подробном рассмотрении уравнения (16-2) обнаружим, что первый член в правой части является коэффициентом шага κ_k, второй член — обмоточным коэффициентом распределения κ_r и третий член — коэффициентом ширины зоны κ_s. Если изменить хотя бы только шаг обмотки, или же ширину полюсно-фазных групп q_1 и q_2, то в обмоточном коэффициенте изменятся только члены κ_k и κ_s. В том случае, когда их произведение является константным, то и обмоточный коэффициент остается также неизменным. Поэтому укорочение или удлинение шага можно заменить изменением ширины зон, что вполне возможно при помощи переключения групповых соединений. Притом нет необходимости разбирать обмотку. Этот способ можно, например, применить у старых обмоток с полным шагом, когда желательно получить свойства обмоток с укорочен-

ным шагом. Аналогично и из обмотки с данным шагом и с данной шириной зон можно получить иную обмотку, технически более совершенную. В определенных пределах можно также изменять без перемотки и высоту напряжения у готовых машин при помощи несложных выдоизменений в групповых соединениях.

Если подставить в формулу (16-2) выражение

$$\nu' = c\frac{N}{p} \pm \nu\,,$$

где c является целым числом, то получим тот же результат, как и при ν. Это означает, что обмоточный коэффициент $(cN_d/p \pm 1)$-ой гармоники имеет такую же абсолютную величину, как и обмоточный коэффициент основной гармоники. Такие гармоники мы называем пазовыми. Из сказанного видно, что их нельзя исключить или уменьшить приспособлением обмотки без одновременного уменьшения основной гармоники. Если число пазов основной обмотки N_d' и число пар полюсов p' не имеют общего делителя, то на основании этой периодичности можно вычислить обмоточный коэффициент сложных дробных гармоник[41a].

17. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ И СХЕМЫ СОЕДИНЕНИЙ

При проектировании турбоальтернаторов, машин на низкое напряжение, или же машин сильных токов, что имеет место особенно у крупных машин, иногда требуется каждую фазу обмотки разделить на несколько параллельных ветвей. Для этого необходимо, чтобы обмотка была совершенно симметрична, как с точки зрения электрической, так и магнитной, по отношению ко всем параллельным ветвям, т. е., чтобы напряжения всех параллельных ветвей в одной фазе были абсолютно одинаковы по величине и по фазе. Кроме того ветви должны иметь одинаковое активное и реактивное падения напряжений. Чаще всего число параллельных ветвей выбирается четным, так как в таком случае выполнение параллельных ветвей, при целом числе пазов на полюс и фазу, является наиболее простым. Рассмотрим несколько примеров таких обмоток. В качестве первого примера приведем двухслойную обмотку со следующими данными:

$$p = 4\,,\quad m = 3\,,\quad m' = 6\,,\quad q = 4\,,\quad N_d = 96\,,\quad N_c = 96\,,\quad a_{\sim} = 2\,,$$

(где $a_{\sim}$ — число параллельных ветвей в одной фазе).

Выберем параллельную петлевую основную обмотку постоянного тока, отвечающую следующим условиям:

$$p = a = 4\,, \quad y_k = 1\,,$$
$$Q = 12\,, \quad y_{d_1} = y_1 = 12\,,$$
$$y_2 = -11\,, \quad P = 24\,,$$
$$\alpha' = \frac{360°}{24} = 15°\,,$$
$$\alpha = \alpha'\,.$$

Построим вспомогательную схему, показанную на рис. 17-1а. Если обмотку разрезать на шесть фаз, то число полюсно-фазных групп будет $am' = 4 \cdot 6 = 24$, причем на одну группу приходится $N_{c_1} = N_c/am' = \frac{96}{24} = 4$ катушки. Тогда на каждую подлинную фазу придется в общем восемь групп и их разделение на две параллельные ветви можно произвести либо при помощи потенциального многоугольника, либо при помощи схемы Тингли. При применении потенциального многоугольника видно, что векторы катушечных напряжений на рис. 17-1б составляют четырехкратно описанный двадцатичетырехугольник. Если его разделить на шесть частей, то получим напряжения, отвечающие отдельным полюсно-фазным группам. Противоположные участки, отвечающие той же фазе, соединяем параллельно и катушки, векторы напряжений которых составляют

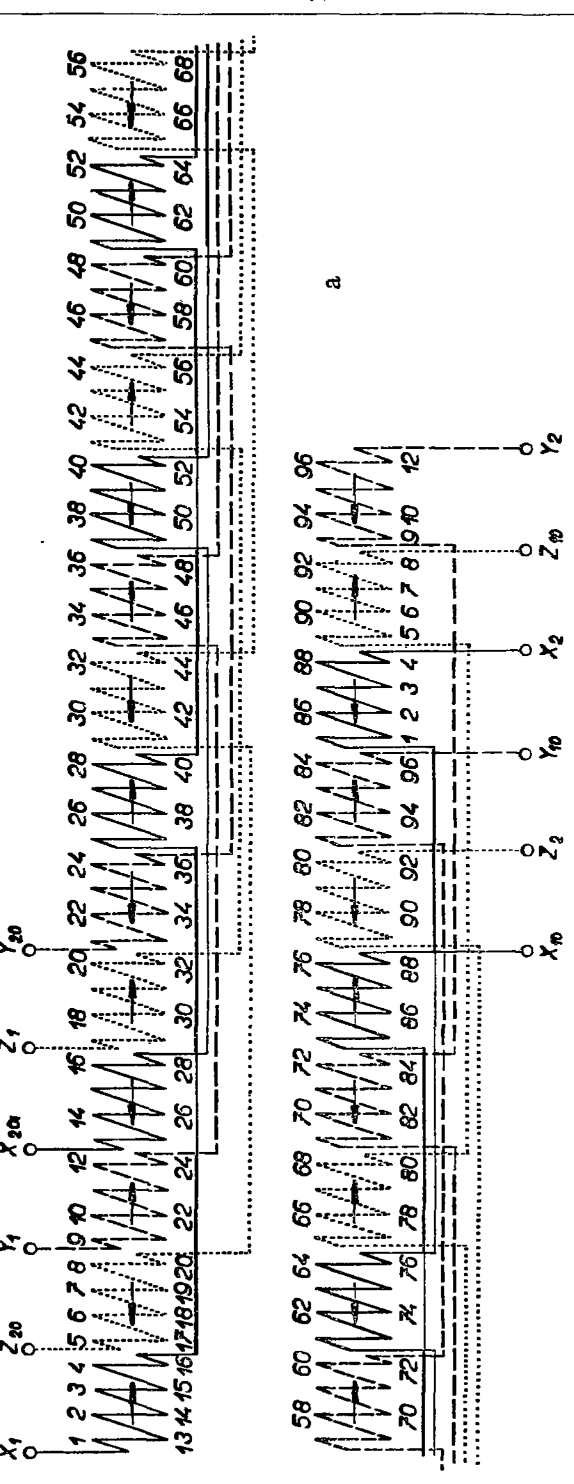


Рис. 17-1. Трехфазная двухслойная петлевая обмотка с двумя параллельными ветвями в фазе;
$p = 4$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 4$, $N_d = 96$, $Q = 12$, $y_{d_1} = y_1 = 12$, $y_k = 1$, $y_2 = -11$, $a_r = 2$, $P = 24$, $\alpha = \alpha' = 15°$.

б

в

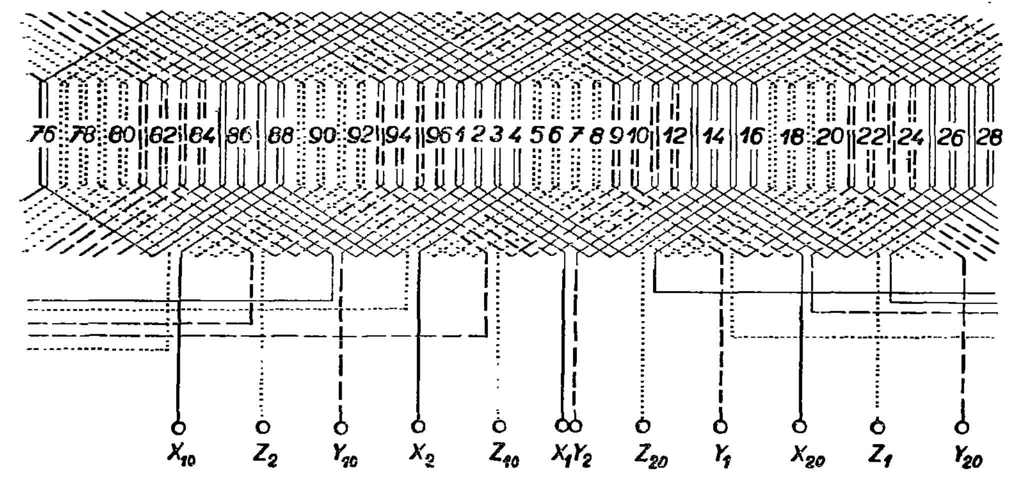

76 78 80 82 84 86 88 90 92 94 96 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28
X_{10} Z_2 Y_{10} X_2 Z_{40} X_1 Y_2 Z_{20} Y_1 X_{20} Z_1 Y_{20}

Рис. 17-16, в.

одну сторону шестиугольника, соединяем в одну ветвь; катушки противоположной стороны шестиугольника соединяем в другую ветвь. Из вспомогательной схемы видно, что в каждую ветвь включены только те полюсно-фазные группы, которые обозначены стрелками одинакового направления. Очевидно, что полюсно-фазные группы параллельных ветвей переплетаются по всей окружности машины, чем достигается совершенная симметрия. Часть развернутой конструкционной схемы обмотки изображена на рис. 17-1в.

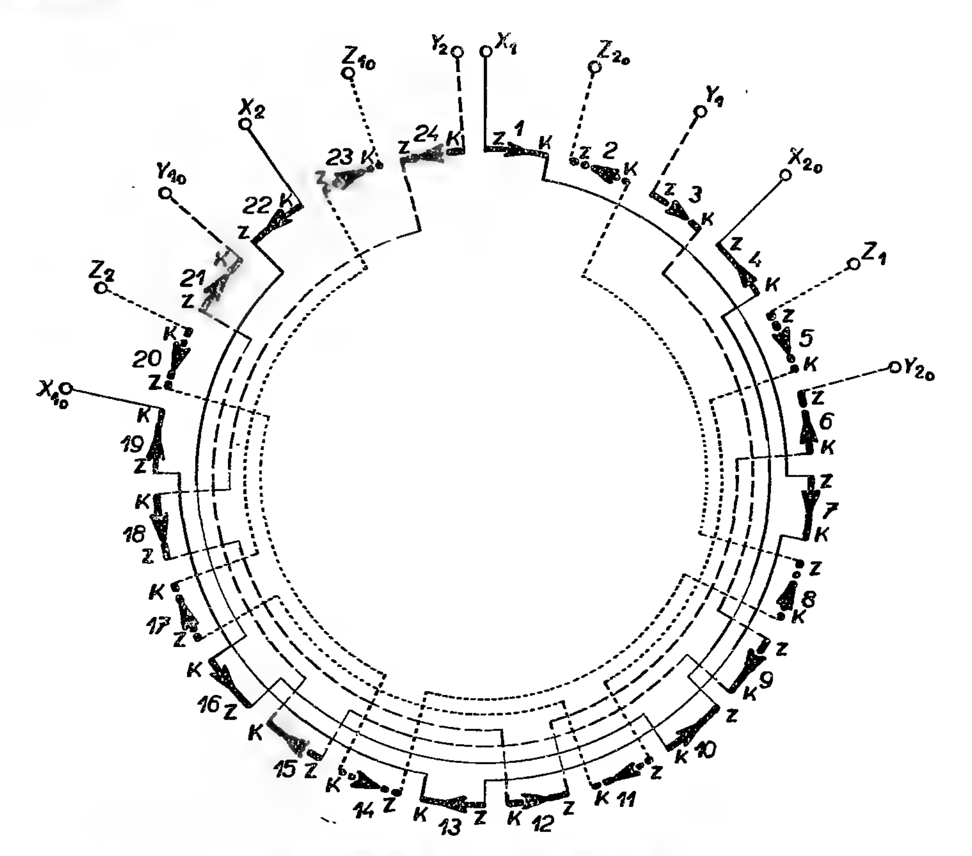


Рис. 17-2. Круговая схема соединений трехфазной восьмиполюсной двухслойной обмотки с двумя параллельными ветвями в фазе; $p = 4$, $m = 3$, $m' = 6$, $N_d = 96$, $N_c = 96$, $a_\sim = 2$.

Черчение конструкционной схемы довольно трудоемко и часто можно обойтись и без нее. У петлевых двухслойных обмоток, у которых не только катушки, но и полюсно-фазные группы бывают одинаковы, схемы можно вычертить простыми отрезками. Такие схемы называем схемами соединений и чертим их либо в форме окружности, либо развернутые в прямую. Преимуществом таких схем является простота и наглядность групповых соединений и выводов также и у многополюсных машин. Катушечные шаги, однако, на схеме необозначены.

При черчении такой схемы, отрезки, изображающие полюснофазные группы (рис. 17-2), нумеруются по порядку и одновременно обозначаются стрелками с переменным направлением. Если, например, к фазе X отнести группу *1*, обозначенную отрезком *1*, то ей будут соответствовать дальнейшие группы, обозначенные номерами $1 + 3 = 4$, $4 + 3 = 7$, $7 + 3 = 10$ и т. д. Схема соединений, показанная на рис. 17-2, относится как раз к рассматриваемой нами восьмиполюсной петлевой обмотке с двумя параллельными ветвями в фазе и с числом пазов $N_d = 96$, см. рис. 17-1. Число полюсно-фазных групп отвечает $m'a = 6 . 4 = 24$. Фазе X принадлежат полюсно-фазные участки *1, 4, 7, 10, 13* и т. д. При последовательном соединении, когда в каждой фазе находится одна ветвь, полюсно-фазные группы соединяются короткими соединениями, в соответствии с направлением стрелок, т. е. конец (K) первой группы соединяется с концом четвертой группы, начало (Z) четвертой группы соединяется с началом седьмой и т. д. Если соединить последовательно группы одинакового направления, т. е. *1, 7, 13, ...* и *4, 10, 16, ...*, то в каждой фазе получим две параллельные ветви и длинные групповые соединения. Эти длинные соединения применяются иногда и для одной ветви в фазе, например, у переключаемых обмоток.

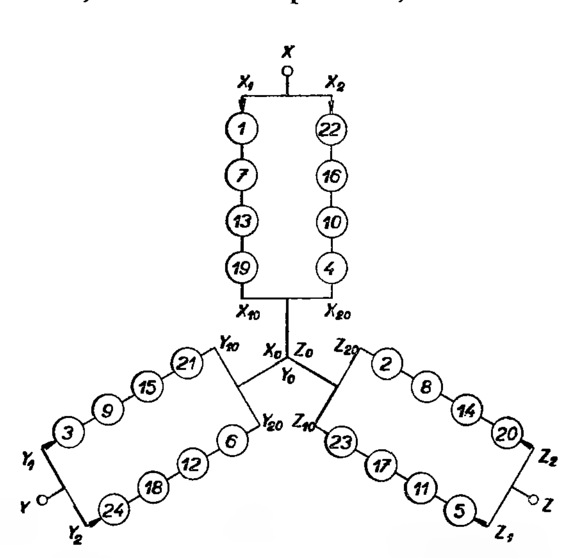


Рис. 17-3. Схема обходов трехфазной восьмиполюсной двухслойной обмотки с двумя параллельными ветвями в фазе при соединении в звезду; $p = 4$, $m = 3$, $m' = 6$, $N_d = 96$, $N_c = 96$, $a_\sim = 2$.

Линейную схему соединений можно получить из вспомогательной схемы на рис. 17-1а, если полюсно-фазные группы заменить отрезками. Иногда применяется и схема обходов, изображенная на рис. 17-3.

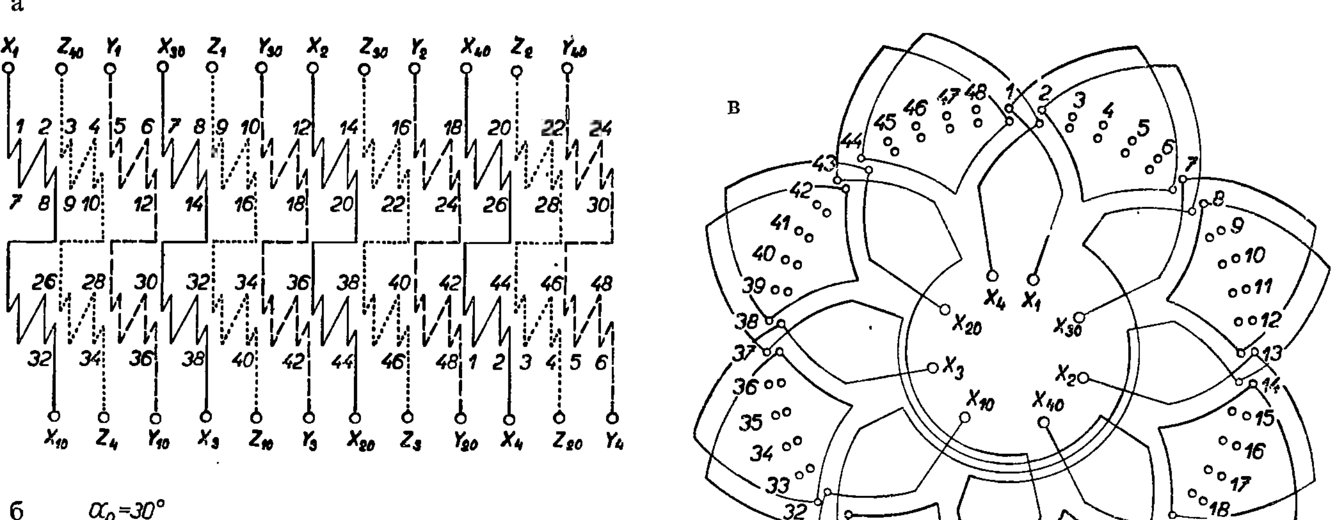
На рис. 17-4 показан еще один пример трехфазной двухслойной обмотки с четырьмя параллельными ветвями в каждой фазе. Данные этой обмотки:

$$p = 4\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 2\,, \quad N_d = 48\,, \quad N_c = 48\,, \quad Q = 6\,.$$

Пусть основной обмоткой будет параллельная петлевая обмотка постоянного тока, где

$$p = a = 4\,, \quad y_k = 1\,, \quad y_{d_1} = y_1 = 6\,, \quad y_2 = -5\,, \quad P = 12\,,$$

$$\alpha = \alpha' = \frac{360^\circ}{12} = 30^\circ\,.$$



фаза		X		Z'		Y	
полюсное деление	1	1	2	3	4	5	6
	3	13	14	15	16	17	18
	5	25	26	27	28	29	30
	7	37	38	39	40	41	42
	2	7	8	9	10	11	12
	4	19	20	21	22	23	24
	6	31	32	33	34	35	36
	8	43	44	45	46	47	48
фаза		X'		Z		Y'	

Рис. 17-4. Трехфазная двухслойная петлевая обмотка с полным шагом и с четырьмя параллельными ветвями в фазе; $p = 4$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2$, $N_d = 48$, $N_c = 48$, $Q = 6$, $a_\sim = 4$, $y_{d_1} = y_1 = 6$, $y_2 = -5$, $\alpha = \alpha' = 30°$.

Вспомогательная схема обмотки показана на рис. 17-4а. Общее число полюсно-фазных групп будет $am' = 4 \cdot 6 = 24$, т. е. на одну фазу приходится восемь групп. Число катушек в одной группе будет $N_{c_1} = N_c/am' = \frac{48}{24} = 2$. Так как мы считаем, что в каждой фазе будет четыре параллельные ветви, то одной ветви отвечают две группы, с двумя катушками в каждой. Распределение групп по отдельным параллельным ветвям осуществляется по схеме Тингли на рис. 17-4б. Ширина схемы равняется $3q_0 = 6$ и число рядов $2p = 8$. Ширина квадрата $\alpha = 30°$. Упрощенную двухполюсную схему можно вывести непосредственно, путем попеременного вписывания номеров по порядку пазов в положитель-

а

$c\alpha_0 = 180°$; $q_0 = 6$; $q_0 = 6$; $q_0 = 6$; $\alpha_0 = 10°$; $\alpha = 5\alpha_0$

фаза	Y' ⊕						X ●						Z' ○					
полюсное деление 1		36 ⊕ ⊕					1 ● ●					2 ● ○					3 ○ ⊕	
2				4 ⊕ ●					5 ● ●					6 ○ ○				
3	7 ⊕ ⊕					8 ⊕ ●					9 ● ○					10 ○ ⊕		
4			11 ⊕ ⊕					12 ● ●					13 ○ ○					14 ○ ⊕
5					15 ⊕ ●					16 ● ○					17 ○ ○			
6		18 ⊕ ⊕					19 ● ●					20 ● ○					21 ○ ⊕	
7				22 ⊕ ●					23 ● ●					24 ○ ○				
8	25 ⊕ ⊕					26 ⊕ ●					27 ● ○					28 ○ ⊕		
9			29 ⊕ ⊕					30 ● ●					31 ○ ○					32 ○ ⊕
10					33 ⊕ ○					34 ● ○					35 ○ ○			
фаза	Y ⊕						X' ●						Z ○					

Рис. 17-5. Схема Тингли двухслойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу, с двумя параллельными ветвями в фазе; $p = 5$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = q_0/c = \frac{6}{5} = 1\frac{1}{5}$, $N_d = 36$, $Q = 3{,}6$, $y_{d_1} = 3$, $a_{\sim} = 2$.

б

фаза	Y' ⊕						X ●						Z' ○					
полюсное деление 1 3 5 7 9	7	36	29	22	15	8	1	30	23	16	9	2	31	24	17	10	3	32
	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○
	⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○	⊕	⊕	⊕
2 4 6 8 10	25	18	11	4	33	26	19	12	5	34	27	20	13	6	35	28	21	14
	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○
	⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○	⊕	⊕	⊕
фаза	Y ⊕						X' ●						Z ○					

Рис. 17-5б.

ные и отрицательные деления. Из диаграммы видно, что одной фазе отвечают четыре группы по двух катушках в нечетных полюсных делениях и четыре группы — в четных делениях. Учитывая возможность неравномерности воздушного зазора, включим в одну параллельную ветвь полюсно-фазные группы, расположенные в диаметрально противоположном направлении, т. е. группы в полюсных делениях *1* и *5*, *3* и *7*, *2* и *6* и *4* и *8*. Круговая конструкционная схема обмотки для одной фазы показана на рис. 17-4в.

У обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу мы часто ограничены в выборе числа параллельных ветвей. Если число пазов на полюс и фазу двухслойной обмотки в общем случае является $q = q_0/c$, где q_0 и c не имеют общего делителя и являются целыми числами, то обмотку можно выпонить с числом параллельных ветвей $a_{\sim} = 2p/c$. У однослойных обмоток будет $a_{\sim} = p/c$.

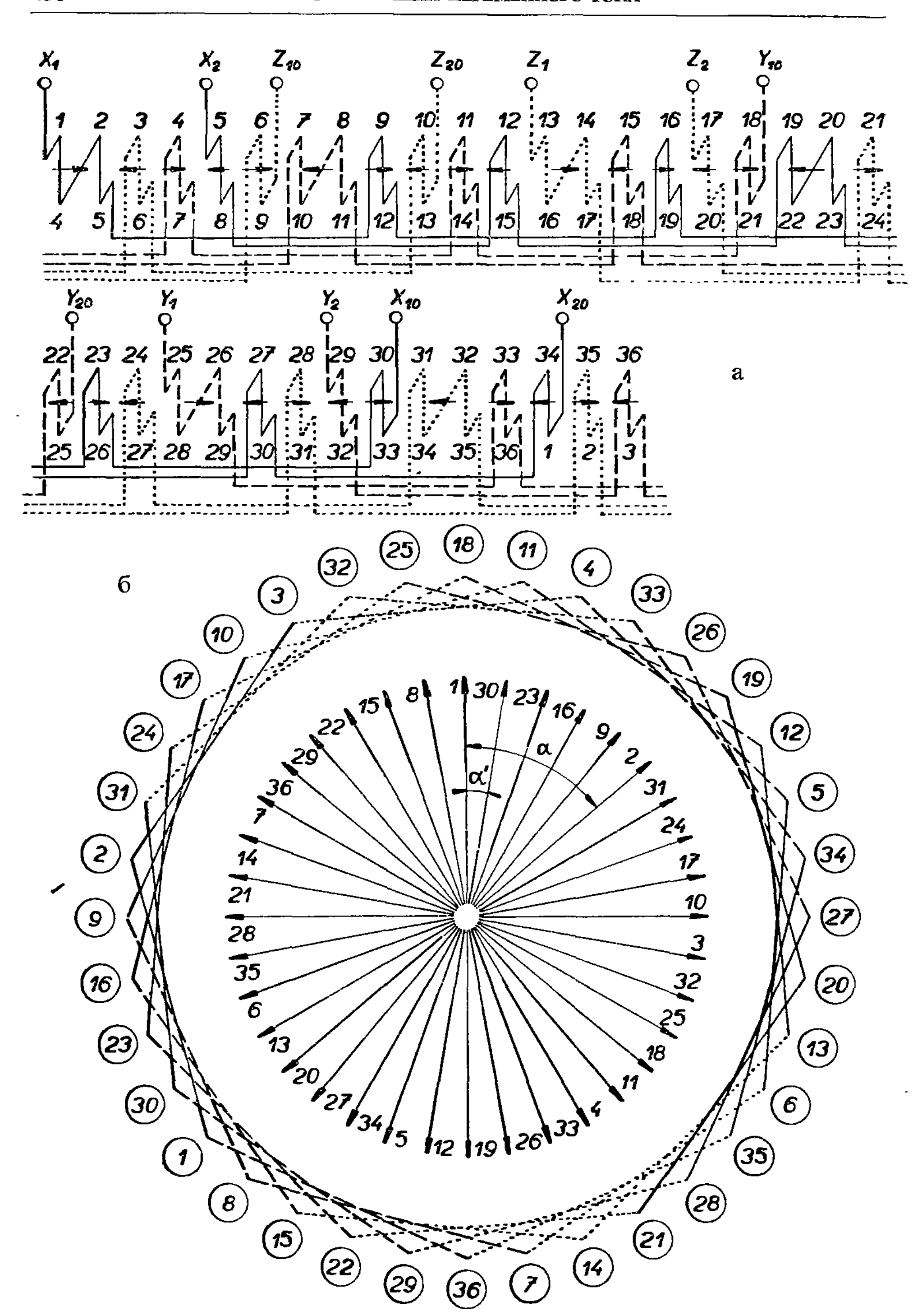
Рассмотрим двухслойную обмотку с дробным числом пазов на полюс и фазу, где

$$p = 5\,, \quad q = \frac{q_0}{c} = \frac{6}{5} = 1\tfrac{1}{5}\,, \quad m = 3\,, \quad N_d = 36\,, \quad N_\text{г} = 36\,, \quad Q = 3{,}6\,,$$

$$y_{d1} = y_1 = 3\,, \quad a_{\sim} = 2$$

($a_{\sim} = 2$ — две параллельные ветви в фазе).

Распределение катушек по отдельным фазам и параллельным ветвям осуществим при помощи схемы Тингли, показанной на рис. 17-5а. Ширина схемы равняется $3q_0 = 18$ квадратов и пазовый шаг отвечает пяти квадратам. Число рядов будет $2p = 10$. Ширина зоны одной фазы $q_0 = 6$, и тогда ширина квадрата будет $\alpha_0 = 60°/q_0 = 10°$. Для фазы X выберем среднюю зону и, как ранее, впишем номера пазов в отдельные полюсные деления и обозначим соответствующие фазы.


а
б
α
α′

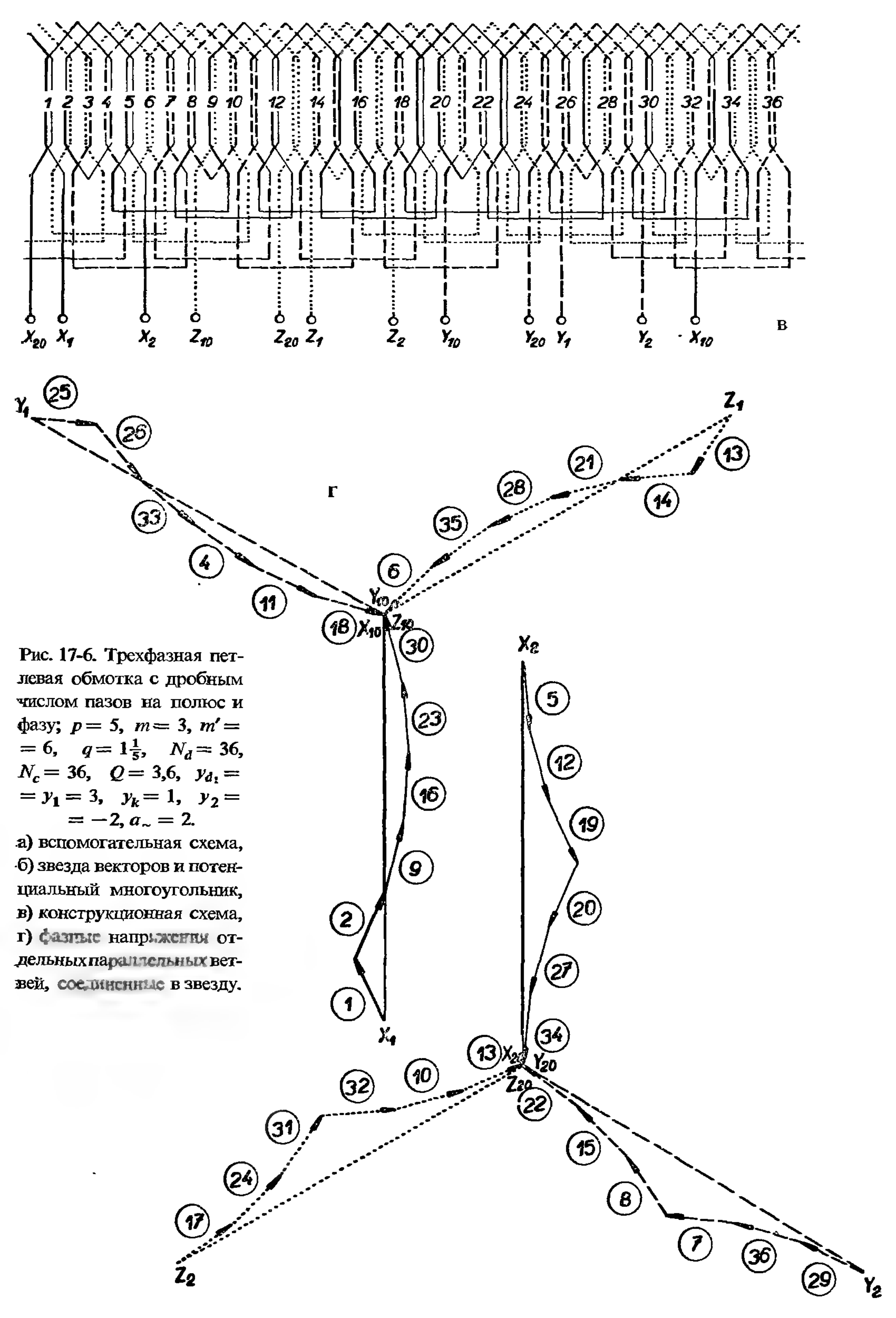


Рис. 17-6. Трехфазная петлевая обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 5$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 1\frac{1}{5}$, $N_d = 36$, $N_c = 36$, $Q = 3{,}6$, $y_{d_1} = y_1 = 3$, $y_k = 1$, $y_2 = -2$, $a_\sim = 2$.

а) вспомогательная схема, б) звезда векторов и потенциальный многоугольник, в) конструкционная схема, г) фазные напряжения отдельных параллельных ветвей, соединенные в звезду.

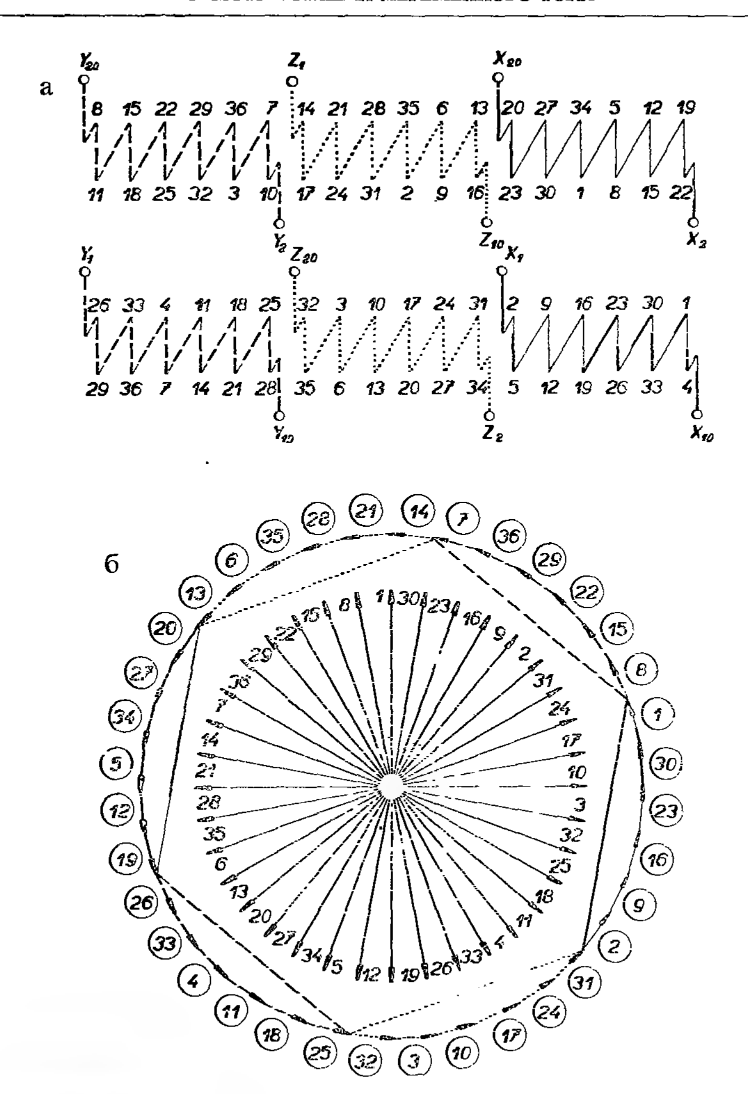


Рис. 17-7. Трехфазная волновая обмотка с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 5$, $m = 3, m' = 6, q = 1\frac{1}{5}, N_d = 36, N_c = 36, Q = 3{,}6, y_{d_1} = y_1 = 3, y_k = 7, y_2 = 4, a_{\sim} = 2$.

Из схемы видно, что, начиная с шестого полюсного деления, распределение пазов в магнитном поле сходное с распределением в первых пяти делениях и потому соответствующие катушки в одинаковых фазах можно соединить параллельно. Таким образом получатся две параллельные ветви в фазе. В общем случае, когда число пазов на полюс и фазу $q = q_0/c$, распределение пазов в магнитном поле повторяется после каждых c делений и число возможных параллельных ветвей, как уже было сказано, равняется $a_{\sim} = 2p/c$. Если взять упрощенную схему двухполюсной обмотки согласно рис. 17-5б, то увидим, что она,

что касается обмоточного коэффициента, является эквивалентной обмотке с целым числом пазов на полюс и фазу $q_0 = 6$ и с укороченным шагом $y = 30°$.

Обмоточный коэффициент можно вычислить либо из уравнения

$$\kappa = \kappa_r \kappa_k = \left[1 : 2q_0 \sin \frac{30°}{q_0}\right] \cos \frac{y}{2} =$$

$$= \frac{1}{12 \sin 5°} \cos 15° =$$

$$= 0{,}956 \,.\, 0{,}966 = 0{,}923\,,$$

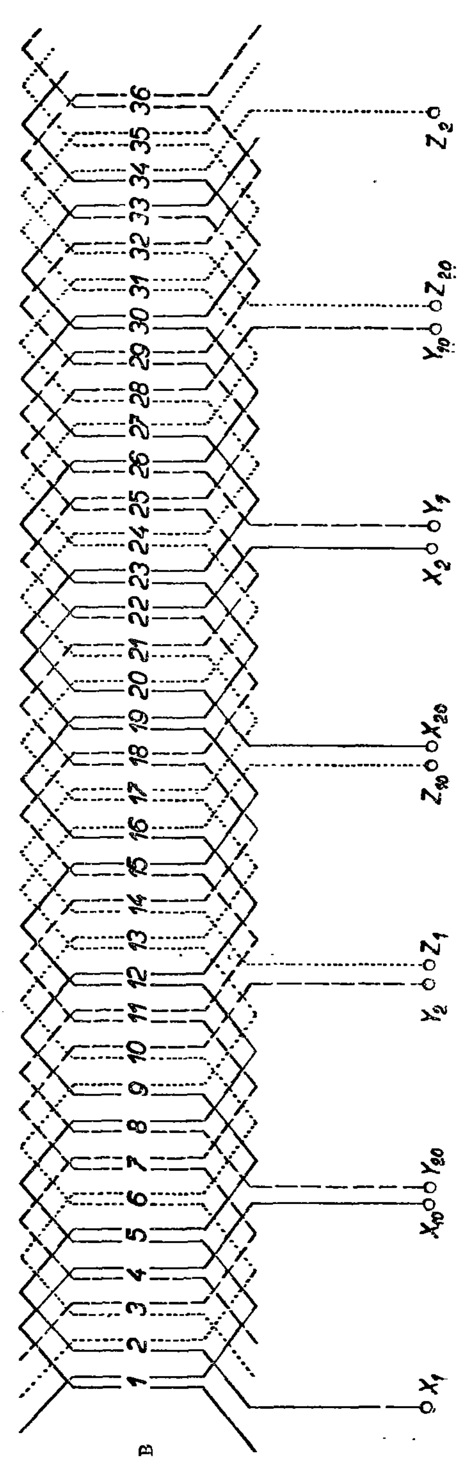
либо из распределения сторон катушек в схеме Тингли:

$$\kappa = \tfrac{1}{6}(1 + 2\cos 10° + \cos 20° + + \cos 30° + \cos 40°) = 0{,}923\,.$$

У основной параллельной петлевой обмотки постоянного тока, у которой $p = a = 5$, $y_k = 1$, $y_2 = -2$, получим вспомогательную схему, показанную на рис. 17-6а. Соответствующий потенциальный многоугольник приведен на рис. 17-6б и схема обмотки показана на рис. 17-6в. Векторная диаграмма фазных напряжений показана на рис. 17-6г.

При волновой обмотке шаг по коллектору будет $y_k = (36 - 1)\, 5 = 7$, и второй шаг $y_2 = y_k - y_1 = 4$, как это видно также из упрощенной схемы Тингли на рис. 17-5б. Этой обмотке отвечает вспомогательная схема, показанная на рис. 17-7а и потенциальный многоугольник на рис. 17-7б. Конструкционная схема приведена на рис. 17-7в.

На рис. 17-8а, б, в показаны фотографии двухслойной обмотки синхронного двигателя 540 ква, 380 в, 375 об/мин. Рис. 17-8а представляет обмотку, рис. 17-8б — групповые соединения и рис.



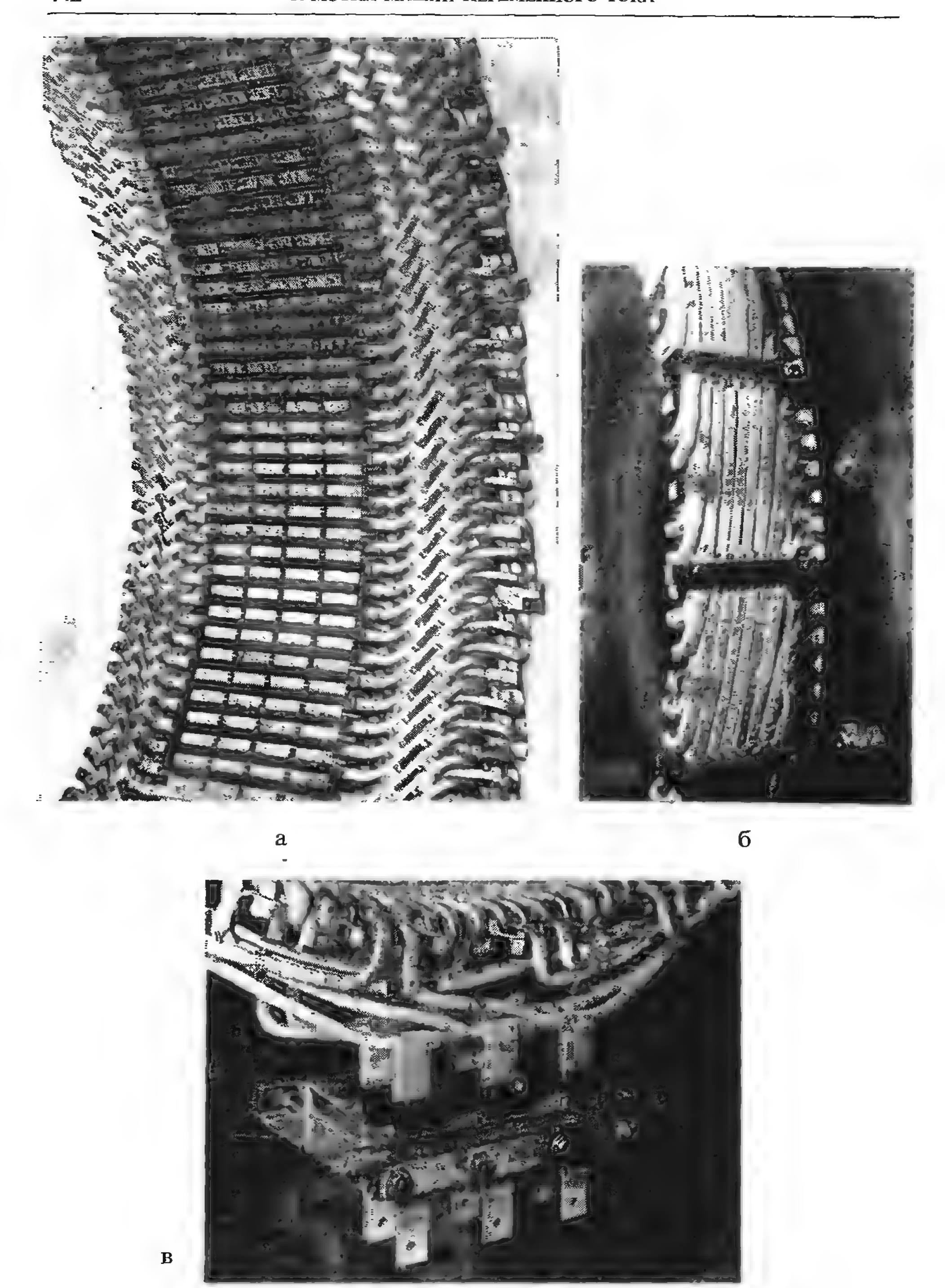


Рис. 17-8а,б,в. Двухслойная обмотка синхронного двигателя 540 ква, 380 в, 375 об/мин (ЧКД — Прага, н. п.), а) вид обмотки, б) групповые соединения, в) выводы.

17-8в — выводы. На рис. 17-9 изображена двухслойная обмотка с выводами альтернатора 560 ква, 400/230 в, 428 об/мин. Все машины изготовления завода ЧКД Прага, н. п.

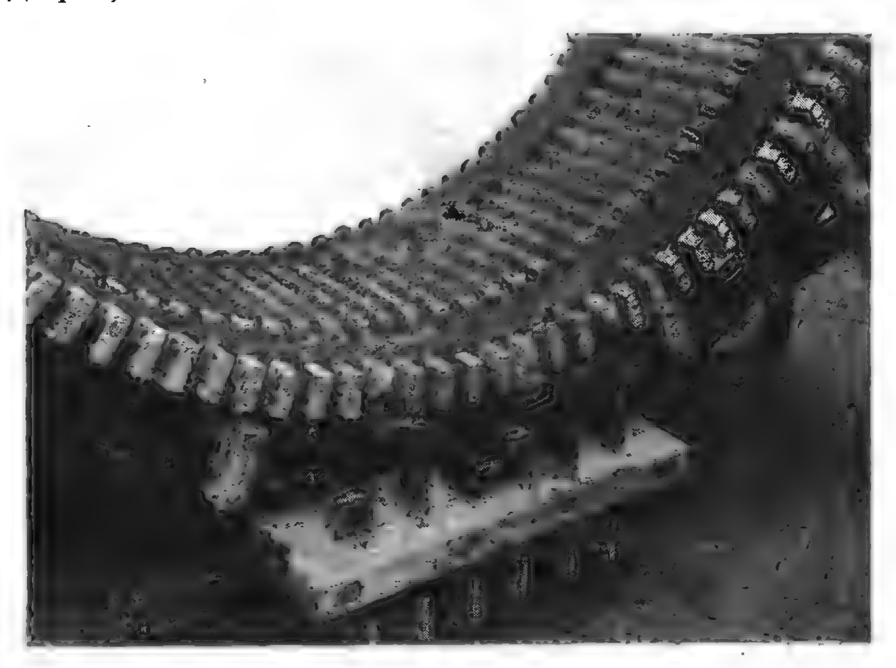


Рис. 17-9. Двухслойная обмотка альтернатора 560 ква, 400/230 в, 428 об/мин ЧКД — Прага, н. п.).

18. ГРАФИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

а) ДИАГРАММЫ МАГНИТНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

При прохождении переменного тока через обмотку создается магнитное напряжение, зависящее от величины тока и числа витков. Распределение напряжения в воздушном зазоре в определенный момент времени на окружности якоря можно графически найти из многоугольника магнитных напряжений, называемого диаграммой Гёргеса. Рассмотрим простую однослойную трехфазную обмотку с данными:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad q = 1\,, \quad N_d = 12\,, \quad N_c = 6\,, \quad y_{d_1} = Q = 3\,.$$

Предположим, что в пазу находится n_1 проводников. Предполагаем, что токи в них сосредоточены в точке, лежащей на оси паза. Разрез такой обмотки пока-

зан на рис. 18-1а. Если каждой фазой проходит синусоидально изменяющийся ток с эффективным значением I, то амплитуда ампепроводников на полюс и фазу будет равняться $n_1 I \sqrt{2}$. Если эти амплитуды объемов тока изобразить

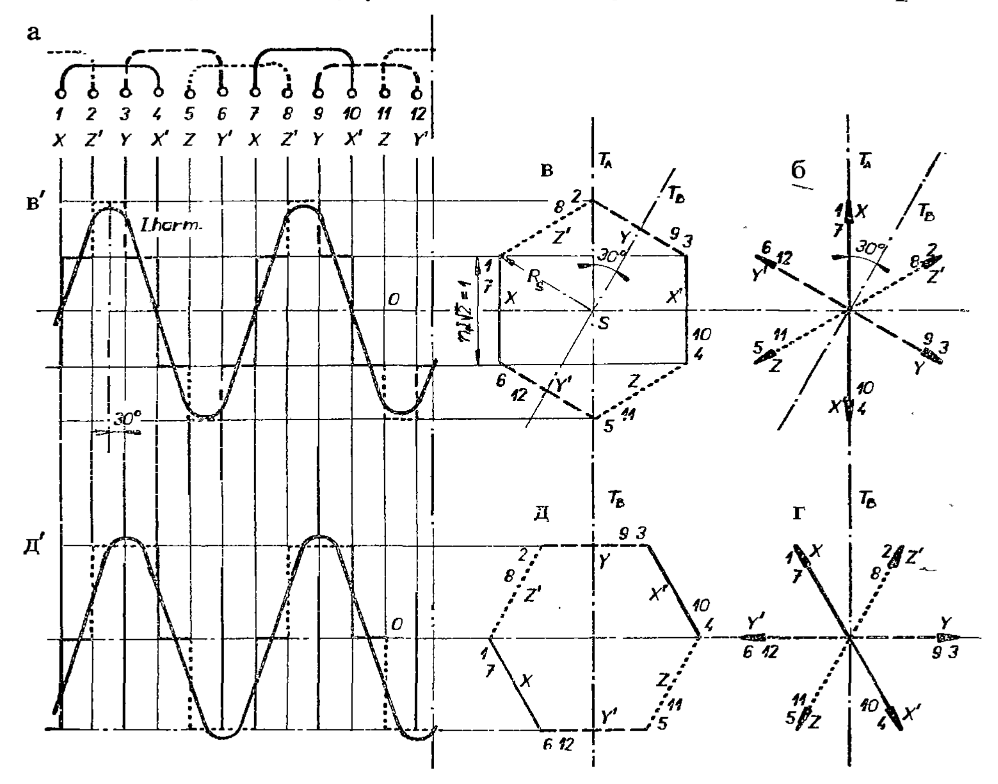


Рис. 18-1. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной обмотки; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 1$, $N_d = 12$, $N_c = 6$, $Q = 3$, $y_{d_1} = 3$, $\kappa = 1$, $\xi = 9{,}67\%$.

при помощи векторов, то получим звезду векторов X, Y, Z, причем векторы сдвинуты друг относительно друга на 120° и им отвечают диаметрально противоположные векторы X', Y', Z', представляющие магнитные напряжения задних сторон полюсно-фазных групп согласно рис. 18-1б. Подлинные мгновенные значения объемов тока в отдельных пазах получатся на прямоугольных проекциях этих векторов на прямую времени T_A.

Из звезды объемов тока найдем многоугольник магнитных напряжений. Для этого векторы амплитуд объемов тока, находящихся в отдельных пазах, геометрически сложим в порядке последовательности по окружности якоря аналогично тому, как мы поступали при построении потенциального многоугольника электрических напряжений. Тогда получится диаграмма магнитных напряжений, так называемая диаграмма Гёргеса, показанная на рис. 18-1в; в данном случае она является правильным шестиугольником. Так как $q = 1$, то каждая сторона шестиугольника отвечает объему тока дного паза.

Из этой диаграммы обратной проекцией можно вывести кривую магнитного напряжения по окружности якоря в любой момент времени, причем положение оси O определяет центр S диаграммы Гёргеса. Рис. 18-1в и 18-1д изображают диаграммы магнитных напряжений для моментов времени, отвечающих положениям прямых времени T_A и T_B; рис. 18-1в′ и 18-1д′ изображают соответствующие кривые магнитных напряжений по окружности якоря. Принимая во внимание ступенчатую кривую магнитного напряжения, эта диаграмма имеет то преимущество, что ее форма не зависит от времени, как это имеет место у ступенчатых кривых.

Рассмотрим крувую магнитного напряжения по рис. 18-1в в момент времени, данный положением прямой времени T_A. В пазу *1* помещена фаза X, которая имеет как раз максимальное значение и изображена вектором *1*. В зубце, лежащем между пазами номер *1* и *2*, объем тока не существует и магнитное напряжение поэтому имеет постоянную величину. В пазу *2* появляется влияние дальнейшего объема тока, отвечающего фазе Z'; приращение магнитного напряжения дано вектором *1—2*. Ступенчатая кривая магнитных напряжений достигает здесь максимума, который распространяется вплоть до паза *3*. В пазу номер *3* проявляется влияние объема тока фазы Y, кторый имеет отрицательное значение, ступенчатая кривая понижается к точке *3*. Между пазами *3* и *4* магнитное напряжение остается постоянным. В пазу номер *4* напряжение получит отрицательное значение, отвечающее точке *4*, и дальнейшее падение произойдет в пазу *5*, где магнитное напряжение понизится до точки *5* и достигнет минимума. Минимум остается постоянным до паза *6*, потом ступенчатая кривая опять повышается до точки *6* и т. д. Аналогично, можно найти кривую магнитного напряжения для иного положения прямой времени, например T_B.

Если прямую времени провести через центр диаграммы магнитных напряжений, то между центром и контуром диаграммы получим два участка, из которых один представляет амплитуду магнитных напряжений у одного полюса, а другой — то же значение у другого полюса. Если эти участки при всех положениях прямой времени являются одинаковыми, то это означает, что кривые магнитных напряжений обмотки не содержат четных гармоник и субгармоник. Такие паразитные гармоники обыкновенно вредно отражаются на работе машины, так как они имеют иное скольжение, чем основная гармоника. Кроме того, они также способствуют увеличению добавочных потерь.

Амплитуды отдельных гармоник кривой магнитных напряжений m-фазной обмотки можно вывести исходя из следующего соображения. Амплитуда магнитного напряжения, отвечающего одному полюсу, дается половинным числом амперпроводников, приходящихся на одно полюсное деление. У обмотки с числом проводников на полюс и фазу равным qn_1, в полюсном делении будет qn_1m проводников и на один полюс приходится $\frac{1}{2}qn_1m$ витков. Если τ_p является полюсным делением основной гармоники, то полюсное деление для ν-ой гармоники будет равняться τ_p/ν; вследствие чего в этой гармонике на один полюс

приходится $(1/2\nu)\, qn_1m$ витков. Соответствующие ампервитки получатся, если число витков на полюс помножить на среднее значение тока, величина которого является $I_s = (2/\pi)\, I\sqrt{2}$. Так как обмотка каждой фазы распределена по нескольким пазам, то ампервитки на полюс необходимо помножить на соответствующий обмоточный коэффициент κ_ν. Тогда амплитуда магнитного напряжения на полюс будет

$$F_{max/pбl} = \frac{1}{2\nu}\, qn_1m\,\frac{2}{\pi}\, I\sqrt{2}\,.\,\kappa_\nu$$

и после преобразования

$$F_{max/pбl} = \frac{m}{\pi}\, qn_1\,\frac{\kappa_\nu}{\nu}\, I\sqrt{2}\,. \tag{18-1}$$

Диаграмма магнитных напряжений для основной гармоники является окружностью с радиусом, равным амплитуде этой гармоники. Чем более диаграмма Гёргеса отклоняется от окружности, тем более в магнитном напряжении развиты высшие гармоники. Это привело Крондля к разработке метода, дающего возможность оценить качество обмотки.

б) ПОКАЗАТЕЛЬ КАЧЕСТВА ОБМОТКИ

По методу Крондля из показателя качества обмотки можно довольно просто определить влияние высших гармоник. Электромагнитную энергию магнитного поля, вызванную m-фазной обмоткой, в общем случае можно написать при помощи выражения

$$W_{max} = \tfrac{1}{2} mLI_m^2\,. \tag{18-2}$$

Коэффициент индукции при одновременном воздействии всех фаз можно определить из амплитуды магнитного напряжения, данного уравнением (18-1)

$$F_{max/pбl} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\, mqn_1\,\frac{\kappa_\nu}{\nu}\, I\,.$$

Обозначим $qn_1 = N_1$, где N_1 выражает число витков на пару полюсов и фазу; в результате получим:

$$F_{max/pбl} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\, mN_1\,\frac{\kappa_\nu}{\nu}\, I\,. \tag{18-3}$$

Тогда магнитный поток на полюс можно написать в виде:

$$\Phi_\nu = \frac{2}{\pi}\,\frac{F_{max/pol}}{\varrho}\, S_\nu\,, \tag{18-4}$$

где ϱ является магнитным сопротивлением воздушного зазора на 1 см^2 сечения, которое отвечает

$$\varrho = \frac{\delta}{0,4\pi},$$

причем δ обозначает идеальный воздушный зазор, соответствующим образом увеличенный для компенсации сжатия магнитного поля от влияния зубцов.

Площадь поюса для ν-ой гармоники согласно рис. 18-2 будет

$$S_\nu = \frac{\tau_p}{\nu} l_i,$$

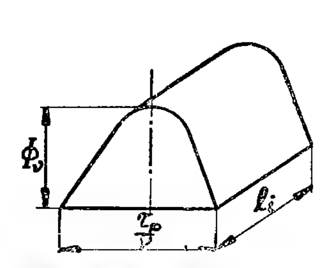


Рис. 18-2. Магнитный поток в воздушном зазоре.

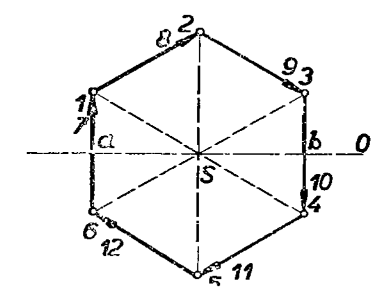


Рис. 18-3. Диаграмма Гёргеса трехфазной обмотки; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 1$, $N_d = 12$, $\kappa = 1$, $\xi = 9{,}67\%$.

где l_i является идеальной длиной якоря. Подставим эти значения в уравнение (18-4) и выведем магнитной поток ν-ой гармоники

$$\Phi_\nu = \frac{2}{\pi}\frac{\sqrt{2}}{\pi} m N_1 \frac{\kappa_\nu}{\nu} I \frac{\tau_p}{\nu}\frac{l_i}{\delta} 0,4\pi$$

и после преобразования получим

$$\Phi_\nu = \frac{0,8\sqrt{2}}{\pi} m N_1 \frac{\kappa_\nu}{\nu^2} I \frac{\tau_p l_i}{\delta}. \qquad (18\text{-}5)$$

Коэффициент самоиндукции для ν-ой гармоники дается выражением

$$L_\nu = \frac{\Phi_\nu}{I_{max}} (N_1 \kappa_\nu) \cdot 10^{-8} \quad [\text{гн}] \qquad (18\text{-}6)$$

и после подстановки значений из уравнения (18-5) получится

$$L_\nu = \frac{N_1 \kappa_\nu}{I\sqrt{2}} \frac{0,8\sqrt{2}}{\pi} m N_1 \frac{\kappa_\nu}{\nu^2} I \frac{\tau_p l_i}{\delta} \cdot 10^{-8} \quad [\text{гн}],$$

после преобразования будет

$$L_\nu = \frac{8}{\pi} m \left(\frac{N_1 \kappa_\nu}{\nu}\right)^2 \frac{\tau_p l_i}{\delta} \,.\, 10^{-9} \quad [\text{гн}]\,. \tag{18-7}$$

Тогда общая индуктивность обмотки будет отвечать выражению

$$L = \sum_{\nu=1}^{\infty} L_\nu = L_1 + L_3 + L_5 + \ldots\,.$$

Если определить коэффициенты индукции отдельных гармоник из уравнения (18-7), то получим

$$L = \frac{8}{\pi} m N_1^2 \frac{\tau_p l_i}{\delta} [\kappa_1^2 + \tfrac{1}{9}\kappa_3^2 + \tfrac{1}{25}\kappa_5^2 + \ldots] \,.\, 10^{-9} \quad [\text{гн}]\,,$$

или же

$$L = \frac{8}{\pi} m N_1^2 \frac{\tau_p l_i}{\delta} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(\frac{\kappa_\nu}{\nu}\right)^2 .\, 10^{-9} \quad [\text{гн}]\,. \tag{18-8}$$

Вернемся теперь к выражению (18-2) и выведем величину электромагнитной энергии магнитного поля

$$W = \frac{1}{2} m \frac{8}{\pi} m N_1^2 \frac{\tau_p l_i}{\delta} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(\frac{\kappa_\nu}{\nu}\right)^2 (I\sqrt{2})^2 \,.\, 10^{-9} \quad [\text{дж}]$$

и после преобразования получим

$$W = \frac{8}{\pi} m^2 N_1^2 \frac{\tau_p l_i}{\delta} \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(\frac{\kappa_\nu}{\nu}\right)^2 I^2 \,.\, 10^{-9} \quad [\text{дж}]\,. \tag{18-9}$$

Рассмотрим теперь, например, диаграмму Гёргеса для обмотки на рис. 18-3, где $p = 2$, $m = 3$, $q = 1$, $N_d = 12$, $y_{d_1} = 3$. Точки в кружках назывем зубцовыми; их ординаты $\overline{1a}$, $\overline{2S}$, $\overline{3b}$ и т. д. выражают величину магнитного напряжения в воздушном зазоре под отдельными зубцами. Если его разделить на магнитное сопротивление $\varrho = \delta/0{,}4\pi$, то получатся соответствующие магнитные индукции.

Для нахождения элекетромагнитной энергии, сосредоточенной в идеальном воздушном зазоре, воспользуемся формулой Максвелла

$$W'_m = \frac{1}{8\pi} \int (HB)\, \mathrm{d}V \quad [\text{эрг}]\,, \tag{18-10}$$

где $\mathrm{d}V$ обозначает элемент объема. Магнитная цепь у электрических машин слагается из различных сред, а именно, из воздушного зазора и стальных частей. Тогда выше указанную энергию разделим на две части

$$W'_m = \underbrace{\frac{1}{8\pi} \int B_{\text{vzd}}^2\, \mathrm{d}V}_{\text{воздух}} + \underbrace{\frac{1}{8} \int \frac{B_{\check{z}}^2}{\mu_{\check{z}}}\, \mathrm{d}V}_{\text{сталь}} \quad [\text{эрг}]\,.$$

Так как магнитная проницаемость железа $\mu_{\check{z}}$ по сравнению с магнитной проницаемостью воздуха $\mu = 1$ весьма значительна, то вторым членом в правой части уравнения можно пренебречь и вполне достаточно исследовать лишь первый член

$$W'_m = \frac{1}{8\pi}\int B^2_{\mathrm{vzd}}\,\mathrm{d}V \quad [\text{эрг}]\,. \tag{18-11}$$

Пусть объем $\mathrm{d}V = (\delta l_i)\,\mathrm{d}x$, тогда получим

$$W'_m = \frac{\delta l_i}{8\pi}\int_0^{2\tau_p} B^2_{\mathrm{vzd}}\,\mathrm{d}x\,. \tag{18-12}$$

Из этого видно, что электромагнитная энергия пропорциональна моменту инерции диаграммы магнитных напряжений по отношению к оси O. Вследствие того, что эта диаграмма является симметричной по отношению к центру S, очевидно, что энергия отвечает также и полярному моменту инерции по отношению к центру S.

Из магнитного напряжения по уравнению (18-3) и магнитного сопротивления $\varrho = \delta/0{,}4\pi$ выражение для индукции B_{vzd} имеет вид

$$B_{\mathrm{vzd}} = \frac{F_{\max}}{\varrho} = \frac{0{,}4\pi}{\delta}\frac{\sqrt{2}}{\pi}\,mN_1\frac{\kappa_\nu}{\nu}\,I\,.$$

После подстановки в уравнение (18-12) и интегрирования в пределах от 0 до $2\tau_p$ получим уравнение

$$W'_m = \frac{\delta l_i}{8\pi}\frac{0{,}16\,.\,2}{\delta^2}\,m^2N_1^2\left(\frac{\kappa_\nu}{\nu}\right)^2 I^2\,.\,2\tau_p \quad [\text{эрг}]\,.$$

Представим это уравнение в джоулях ($1\mathrm{J} = 10^7$ эргов) и одновременно введем обмоточные коэффициенты для отдельных гармоник. Тогда получим

$$W'_m = \frac{8}{\pi}\,m^2N_1^2\,\frac{\tau_p l_i}{\delta}\sum_{\nu=1}^{\infty}\left(\frac{\kappa_\nu}{\nu}\right)^2 I^2\,.\,10^{-9} \quad [\text{дж}]\,. \tag{18-13}$$

Уравнения (18-9) и (18-13) являются тождественными. Следовательно диаграмма магнитных напряжений дает нам возможность судить о качестве обмотки переменного тока с точки зрения влияния паразитных магнитных полей.

Качество обмотки выражается отношением

$$\xi = \frac{L_2 + L_3 + L_4 + \dots}{L_1}\,100\%\,.$$

Это отношение определяется путем нахождения момента инерции диаграммы магнитных напряжений по отношению к центру и путем одновременного вы-

числения радиуса окружности, отвечающей основной гармонике. Тогда показатель качества обмотки дается выражением

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100\%, \tag{18-14}$$

где R_g обозначает радиус инерции диаграммы магнитных напряжений и R — — радиус окружности основной гармоники.

Чем меньше величина ξ, тем менее развиты высшие гармоники и, следовательно, тем лучше будет обмотка.

Под квадратом радиуса инерции диаграммы магнитных напряжений подразумевается в общем случае среднее значение квадратов радиусов инерции всех зубцовых точек на контуре этой диаграммы. Радиус окружности, представляющей основную гармонику, следует из уравнения (18-1)

$$R = F_{\max/\text{pól}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} mqn_1 \kappa I .$$

Рассмотрим случай, где имеем

$$m = 3, \quad q = 1, \quad n_1 = 1, \quad \kappa = 1 .$$

На рис. 18-3 одна сторона диаграммы отвечает объему тока одного паза, т. е. $n_1 I \sqrt{2}$. Пусть этот объем равняется единице — $n_1 I \sqrt{2} = 1$, тогда будет

$$R = \frac{3}{\pi} = 0{,}955 .$$

Зубцовые точки лежат на вершинах шестиугольника и имеют поэтому одинаковый радиус инерции по отношению к центру S. Величина радиуса дается выражением

$$R_g = n_1 I \sqrt{2} = 1$$

и показатель качества обмотки будет

$$\xi = \frac{1 - 0{,}955^2}{0{,}955^2} 100 = 9{,}67\% .$$

Величина его в этом случае очень значительна и потому обмотка с одним пазом на полюс и фазу для практического применения у электрических машин непригодна. Показатель качества обмотки можно, однако, уменьшить. Достаточно, либо выбрать большее число пазов на полюс и фазу, либо укоротить шаг обмотки. В следующем параграфе приведем некоторые примеры диаграмм магнитных напряжений и определим соответствующий показатель качества обмотки.

У короткозамкнутой обмотки показатель качества обмотки можно определить аналогично, как и у фазных обмоток. Предположим, что токи в стержнях

беличьего колеса распределены синусоидально. Тогда даиграмма магнитных напряжений будет иметь форму правильного многоугольника, который, при условии, что число фаз $m = N_t/p$ не является целым числом, замыкается иногда после нескольких обходов. Здесь N_t обозначает число стержней беличьего колеса и p — число пар полюсов. Предположим, что сторона многоугольника равняется единице, тогда выражение для квадрата радиуса инреции зубцовых точек имеет вид

$$R_g^2 = \left[1 : 2\sin\left(\frac{180^\circ}{N_t}p\right)\right]^2 = \left[1 : 2\sin\frac{\pi}{m}\right]^2. \tag{18-15}$$

Радиус окружности, отвечающей основной гармонике, выводится из общего выражения для магнитного напряжения обмотки переменного тока

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mN\kappa I\,,$$

которое выражает амплитуду общего магнитного напряжения машины. Радиусу окружности для основной гармоники отвечает половина этого значения. При значениях $m = N_t/p$, $N = 0{,}5$, $\kappa = 1$ и $I\sqrt{2} = 1$, найдем, что радиус окружности основной гармоники будет

$$R = \frac{1}{2\pi}\frac{N_t}{p} = \frac{m}{2\pi}. \tag{18-16}$$

Тогда показатель качества обмотки в виде беличьего колеса будет иметь вид

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2}100\% = \left\{\left[\left(\frac{\pi}{m}\right)^2 : \sin^2\left(\frac{\pi}{m}\right)\right] - 1\right\}100\%. \tag{18-17}$$

Пример:

Имеется короткозамкнутая обмотка — $N_t = 36$, $p = 2$. Число фаз равняется $m = 36/2 = 18$. После подстановки в уравнение (18-17), получится

$$\xi = \left\{\left[\left(\frac{\pi}{18}\right)^2 : \sin^2\left(\frac{\pi}{18}\right)\right] - 1\right\}100\% = (1{,}01022 - 1)\,100\% = 1{,}022\%.$$

Показатель качества обмотки здесь весьма благоприятный.

По эти причинам иногда для улучшения коммутации у коллекторных двигателей переменного тока применяется так называемая „коммутационная обмотка в виде беличьего колеса“. Эта обмотка отличается тем, что группы коммутируемых катушек якоря распределены по возможности во всех пазах, чем достигается наименьшее реактивное напряжение.

19. ДИАГРАММЫ МАГНИТНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

а) ОБМОТКИ С ЦЕЛЫМ ЧИСЛОМ ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ

α) Однослойные обмотки с полным шагом

1. Построим диаграмму магнитных напряжений для двухслойной обмотки

$p = 2, \quad m = 2, \quad q = 4, \quad N_d = 32, \quad y_{d_1} = 6$ (полюсные катушки), $\quad n_1 = 1$.

Развернутая конструкционная схема в разрезе в вертикальной проекции показана на рис. 19-1. Пусть объем тока одного паза будет $n_1 I\sqrt{2} = 1$ и объем тока одной полюсно-фазной группы $qn_1 I\sqrt{2} = 4$. Диаграмма магнитных напряжений на рис. 19-1б представляет квадрат со стороной, равной четырем единицам. Квадраты радиусов инерции зубцовых точек будут следующие:

$$R_{16}^2 = 2^2 + 2^2 = 8, \quad R_1^2 = 1^2 + 2^2 = 5, \quad R_2^2 = 2^2 = 4, \quad R_3^2 = R_1 = 5$$

и сумма всех квадратов будет равняться 22. Квадрат радиуса инерции этой диаграммы имеет среднее значение

$$R_g^2 = \frac{22}{4} = 5{,}5 .$$

Радиус окружности основной гармоники выводится из выражения

$$R = \frac{m}{\pi} \kappa q n_1 I\sqrt{2} ,$$

где обмоточный коэффициент $\kappa = 0{,}905$, следовательно

$$R = \frac{2}{\pi} 0{,}905 \,.\, 4 \doteq 2{,}3046 ,$$

из чего $R^2 = 5{,}311$.

Тогда показатель качества обмотки будет

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100 = \frac{5{,}5 - 5{,}31}{5{,}31} 100 = 3{,}558\% .$$

Такая обмотка, с точки зрения качества обмотки, не является выгодной и потому рекомендуется применить лучше двухслойную обмотку с укороченным шагом. Ступенчатая кривая магнитного напряжения показана на рис. 19-1в.

2. Исследуем диаграмму магнитных напряжений и показатель качества обмотки трехфазной однослойной обмотки с данными:

$$p = 2, \quad m = 3, \quad q = 2, \quad N_d = 24, \quad n_1 = 1, \quad y_{d_1} = 6 .$$

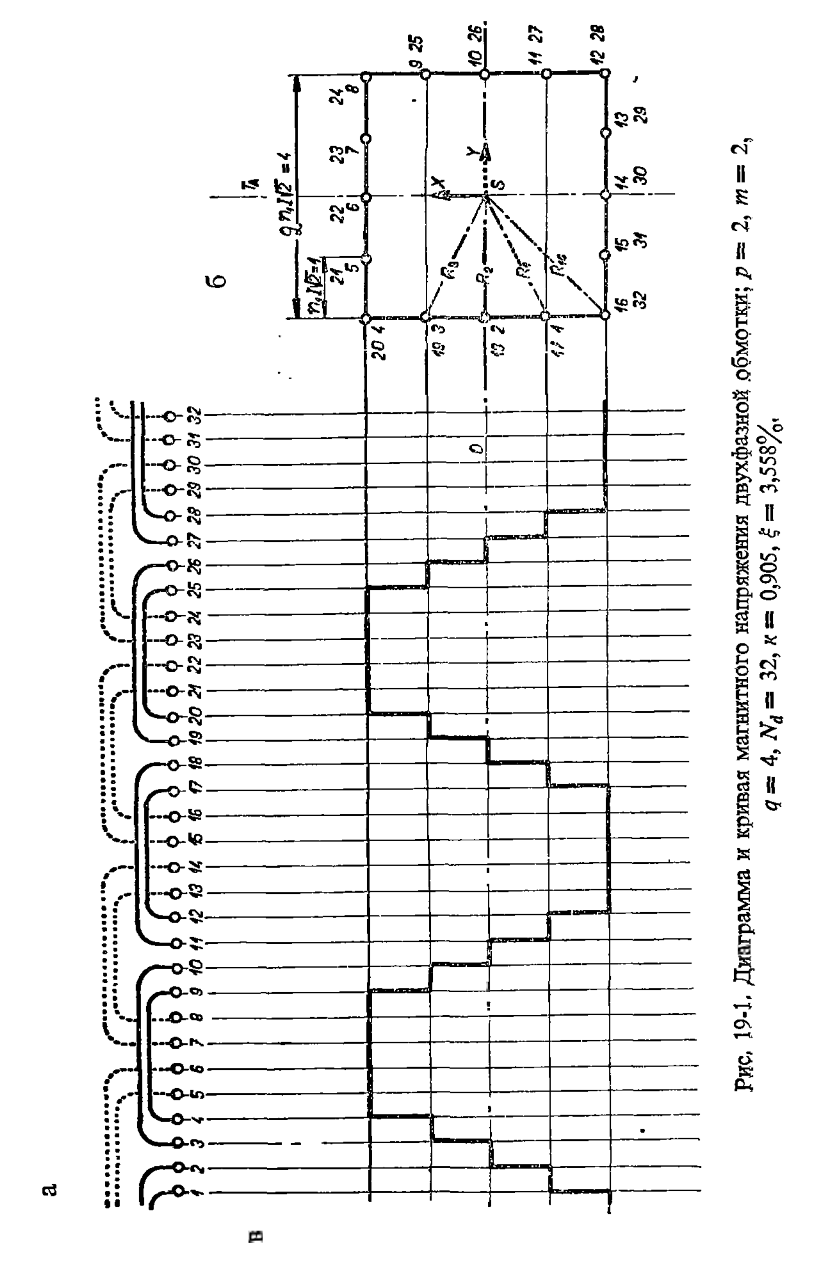


Рис. 19-1. Диаграмма и кривая магнитного напряжения двухфазной обмотки; $p = 2$, $m = 2$, $q = 4$, $N_d = 32$, $k = 0{,}905$, $\xi = 3{,}558\%$.

Схема обмотки в двухполюсном выполнении показана на рис. 19-2а. Заметим, что лобовые соединения не оказывают в сущности влияния на кривую магнитного напряжения в воздушном зазоре. На рис. 19-2б показана векторная диаграмма объемов тока в момент времени, данный положением прямой времени T_A; на рис. 19-2в показана соответствующая диаграмма и на рис. 19-2г пока-

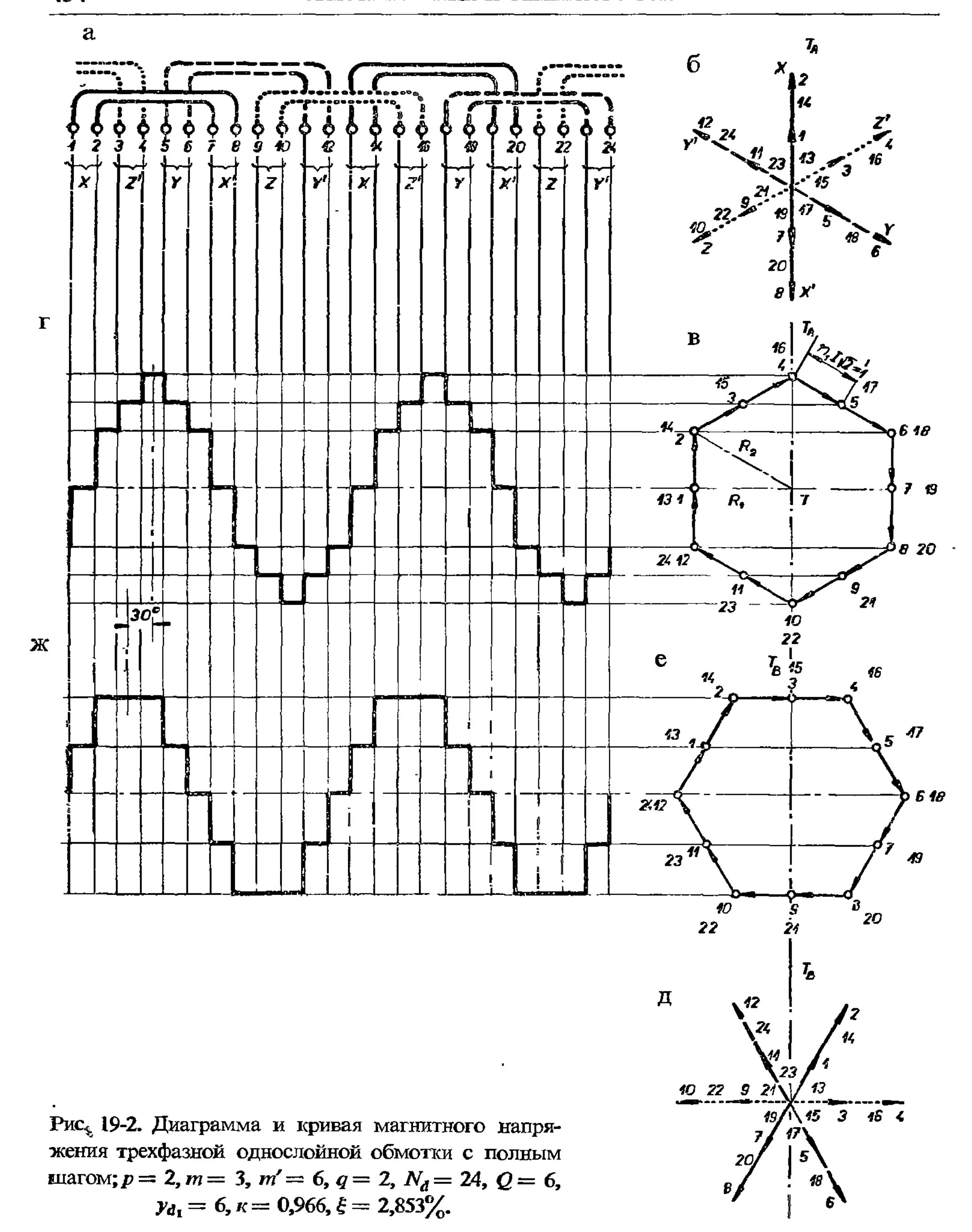


Рис. 19-2. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной однослойной обмотки с полным шагом; $p = 2, m = 3, m' = 6, q = 2, N_d = 24, Q = 6, y_{d_1} = 6, \kappa = 0{,}966, \xi = 2{,}853\%$.

зана кривая магнитного напряжения в воздушном зазоре. Для момента времени, отвечающего прямой времени T_B, аналогичные диаграммы показаны на рисунках 19-2д, 19-2е и 19-2ж. Диаграмма магнитных напряжений представляет собой правильный шестиугольник, сторона которого равняется объему тока

полюсно-фазной группы. Пусть объем тока паза равняется $n_1 I\sqrt{2} = 1$, тогда объем тока полюсно-фазной группы $qn_1 I\sqrt{2} = 2$ и на каждую сторону шестиугольника приходятся две зубцовые точки, обозначенные кружками. Радиус окружности, отвечающей основной гармонике при обмоточном коэффициенте $\kappa = \cos 15° = 0{,}966$ будет

$$R = \frac{3}{\pi} qn_1 \kappa I\sqrt{2} = \frac{3}{\pi} 2 \cdot 0{,}966$$

и квадрат радиуса будет

$$R^2 = \frac{9}{9{,}87} 4 \cdot 0{,}933 = 3{,}403.$$

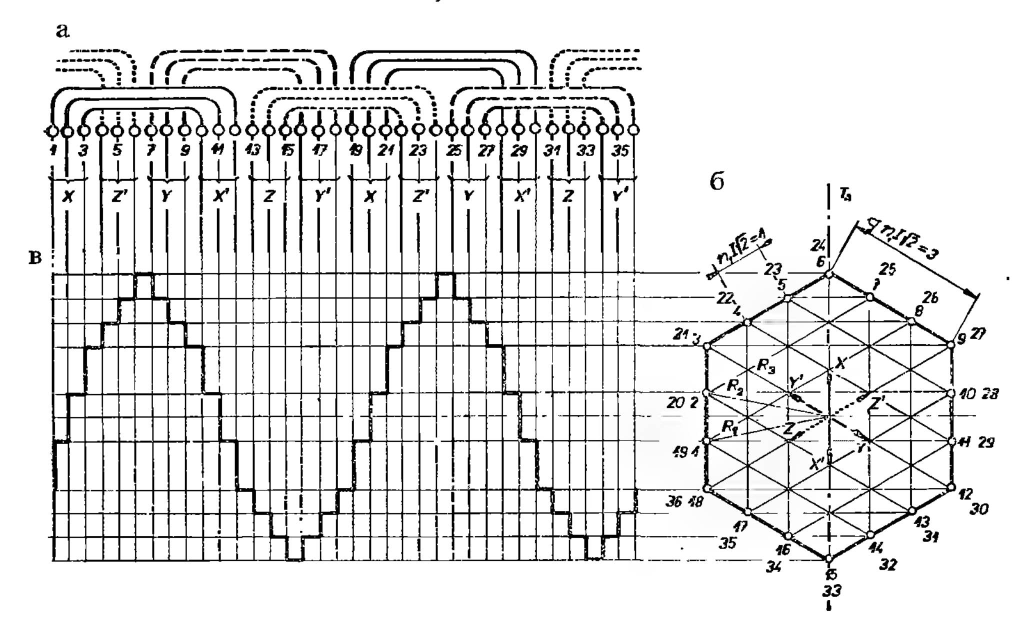


Рис. 19-3. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной однослойной обмотки с полным шагом; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 3$, $N_d = 36$, $y_{d_1} = Q = 9$, $\kappa = 0{,}960$, $\xi = 1{,}362\%$.

У симметричных диаграмм магнитных напряжений определение радиуса инерции можно упростить. Для этого достаточно определить момент инерции только одной повторяющейся группы зубцовых точек и если диаграмма является правильным шестиугольником, то радиус инерции двух зубцовых точек достаточно определить только на одной стороне диаграммы.

Квадраты радиусов инерции этих точек будут

$$R_1^2 = 3\,, \quad R_2^2 = 4$$

и тогда квадрат радиуса инерции всей диаграммы будет

$$R_g^2 = \tfrac{1}{2}(R_1^2 + R_2^2) = 3{,}5\,.$$

Из этого следует показатель качества обмотки

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100 = \frac{3{,}5 - 3{,}403}{3{,}403} 100 = 2{,}853\% .$$

Хотя показатель качества обмотки и здесь является довольно большим, тем не менее очевидно, что он значительно понизился по сравнению с ранее рассмотренным случаем, где $q_1 = 1$.

3. Рассмотрим однослойную обмотку, показанную на рис. 19-3, с данными:

$$p = 2, \quad m = 3, \quad q = 3, \quad N_d = 36, \quad n_1 = 1, \quad y_{d_1} = 9 .$$

Схема обмотки с числом концентрических катушек, равным числу пар полюсов, изображена в вертикальной проекции на рис. 19-3а. Обмоточный коэффициент этой обмотки дается выражением

$$\kappa = \tfrac{1}{3}(1 + 2\cos 30°) = 0{,}960 .$$

На рис. 19-3б показана диаграмма магнитных напряжений в момент T_A и на рис. 19-3в — кривая магнитного напряжения по окружности якоря. Диаграмма Гёргеса является правильным шестиугольником. Пусть объем тока одного паза будет $n_1 I\sqrt{2} = 1$ и объем тока полюсно-фазной группы $qn_1 I\sqrt{2} = 3$. Тогда каждая сторона шестиугольника имеет три пазовых вектора, а следовательно, и три зубцовые точки.

Радиус окружности основной гармоники следует из выражения

$$R = \frac{3}{\pi} qn_1 \kappa I\sqrt{2} = \frac{3}{\pi} 3 \cdot 0{,}96 = \frac{8{,}64}{\pi}$$

и его квадрат $R^2 = 7{,}563$.

Для облегчения нахождения радиуса инерции зубцовых точек у трехфазных обмоток мы часто пользуемся сетками треугольников. Тогда радиусы инерции зубцовых точек *1*, *2*, *3* можно при их помощи вычислить из соответствующим образом подобранных треугольников при помощи теоремы косинусов. Углы этих треугольников равны либо 60°, либо 120°. Например, для точки *1*, получим квадрат $R_1^2 = 1^2 + 3^2 - 2 \cdot 1 \cdot 3\cos 60° = 7$; для точки 2: $R_2^2 = R_1^2 = 7$ и, наконец, для точки 3: $R_3^2 = 3^2 = 9$. Тогда квадрат радиуса инерции диаграммы магнитных напряжений равняется их среднему значению

$$R_g^2 = \tfrac{1}{3}(R_1^2 + R_2^2 + R_3^2) = \tfrac{1}{3}(7 + 7 + 9) = 7{,}666 .$$

Показатель качества обмотки следует из выражения

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100 = \frac{7{,}666 - 7{,}563}{7{,}563} 100 = 1{,}362\% .$$

Из этого примера видно, что при увеличении числа пазов на полюс и фазу, показатель качества обмотки еще более уменьшится.

4. Если число пазов на полюс и фазу будет увеличиваться до $q = \infty$, то получится предельное значение показателя качества обмотки. В этом случае обмотка распределена непрерывно и каждая фаза занимает на поверхности якоря треть полюсного деления. Обмоточный коэффициент для основной гармоники получится из выражения (5-4) и его значение будет $\kappa = 3/\pi$. Диаграмма магнитных напряжений является правильным шестиугольником, показанным на рис. 19-4 и объем тока в одной полюсно-фазной группе отвечает значению $qn_1I\sqrt{2}$, которое приравняем к единице. Квадрат радиуса инерции вытекает из интеграла

$$R_g^2 = 2\int_0^{0,5}\left(\tfrac{3}{4} + x^2\right)\mathrm{d}x = 2\left[\tfrac{3}{4}x + \tfrac{1}{3}x^3\right]_0^{0,5} = \tfrac{5}{6} = 0,8333$$

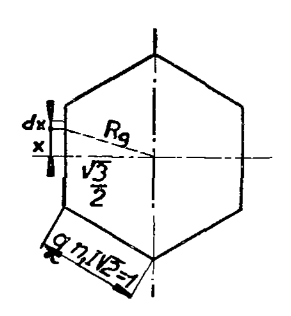


Рис. 19-4. Диаграмма Гёргеса трехфазной обмотки при $q = \infty$.

и радиус окружности основной гармоники дается выражением

$$R = \frac{3}{\pi}\kappa q n_1 I\sqrt{2} = \left(\frac{3}{\pi}\right)^2 = 0,912\,,$$

а его квадрат будет $R^2 = 0,8317$.

На основании этого показатель качества обмотки будет

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2}100 = \frac{0,8333 - 0,8317}{0,8317}100 = 0,217\%\,.$$

Этот результат является теоретически наименьшим значением показателя качества обмотки, которое можно получить путем увеличения числа пазов на полюс и фазу при полном шаге. Значения показателя качества обмотки при разных числах пазов на полюс и фазу приведены в таблице 19-1.

Таблица 19-1

Показатель качества однослойной обмотки с полным шагом

q	1	2	3	4	6	∞
ξ	9,67	2,853	1,362	0,821	0,52	0,217

β) Однослойные обмотки с укороченным шагом

Рассмотрим трехфазную симметрично разрезанную обмотку с данными:

$$p = 1\,,\quad m = 3\,,\quad q = 6\,,\quad N_d = 36\,,\quad Q = 18\,,\quad y_{d_1} = 15\,,\quad n_1 = 1\,.$$

Соответствующая вспомогательная схема изображена на рис. 19-5а и конструкционная схема на рис. 19-5б. Объем тока в одном пазу отвечает значению

$n_1 I \sqrt{2} = 1$, и тогда объем тока в полюсно-фазной группе будет $q n_1 I \sqrt{2} = 6$. Для построения диаграммы магнитных напряжений всопользуемся приведенной выше сеткой треугольников. Объемы токов в отдельных пазах по окружности машины геометрически складываются в последовательном порядке. Нарпимер, объемы тока в пазах *36*, *1*, *2*, *3*, обозначенны векторами, параллельными фазному вектору *X*; паз *4* имеет вектор, параллельный фазному вектору *Z'*, вектор паза *5* является параллельным *X* и т. д. Таким образом можно построить всю диаграмму магнитных напряжений, как видно из рис. 19-5в. Из этой диаграммы выведена потом кривая магнитного напряжения по окружности якоря, показанная на рис. 19-5г.

Для вычисления квадрата радиуса инерции в диаграмме выберем зубцовые точки *36*, *1*, *2*, *3*, *4* и *5* и для них найдем соответствующие квадраты радиуса инерции:

$$R_{36}^2 = 2^2 + 6^2 - 2 . 2 . 6 \cos 60° = 28 \quad \text{(из треугольника } a, 36, 0\text{)},$$
$$R_1^2 = 3^2 + 6^2 - 2 . 3 . 6 \cos 60° = 27,$$
$$R_2^2 = R_{36}^2 = 28,$$
$$R_3^2 = 5^2 + 6^2 - 2 . 5 . 6 \cos 60° = 31,$$
$$R_4^2 = 5^2 = 25,$$
$$R_5^2 = R_3^2 = 31.$$

Сумма их равняется 170. Из этого следует квадрат радиуса инерции диаграммы магнитных напряжений

$$R_g^2 = \frac{170}{6} = 28{,}333.$$

Согласно рис. 19-5б обмоточный коэффициент для основной гармоники будет

$$\kappa = \tfrac{1}{3}(\cos 5° + \cos 15° + \cos 35°) = 0{,}927$$

и тогда радиус окружности для основной гармоники будет

$$R = \frac{3}{\pi} \kappa q n_1 I \sqrt{2} = \frac{3}{\pi} 0{,}927 . 6, \quad R^2 = 28{,}2158.$$

Показатель качества обмотки следует из уравнения

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100 = \frac{28{,}333 - 28{,}2158}{28{,}2158} 100 = 0{,}4167\%.$$

Влияние укорочения шага на качество обмотки у однослойных обмоток видно из таблицы 19-2, где показаны значения показателя качества однослойной обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q = 6$ при различных укорочениях шага.

Из таблицы видно, что у однослойных обмоток укорочение шага может быть и невыгодным и может быть причиной образования паразитных гармо-

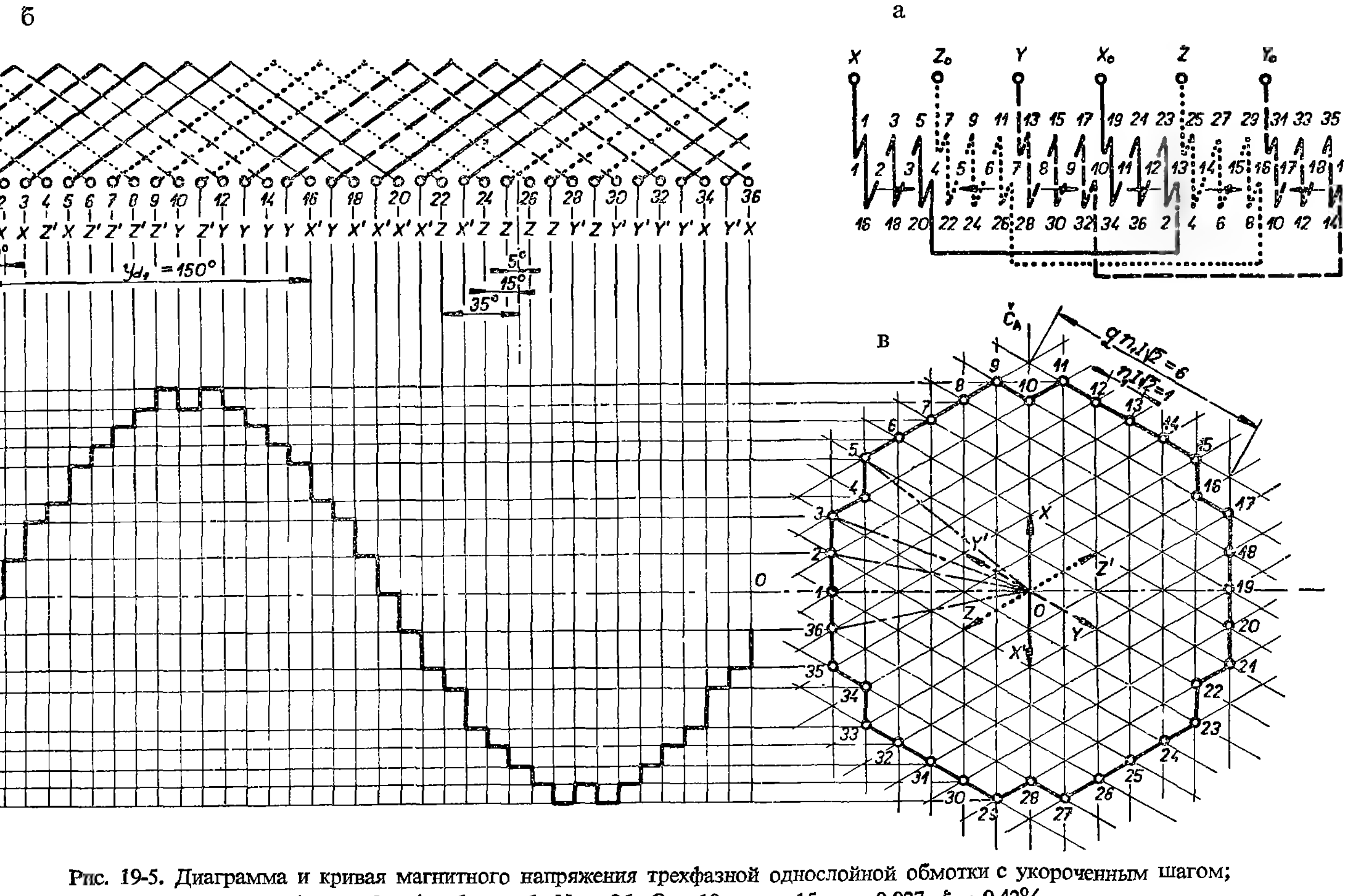


Рис. 19-5. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной однослойной обмотки с укороченным шагом; $p = 1$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, $y_{d_1} = 15$, $\kappa = 0{,}927$, $\xi = 0{,}42\%$.

ник, особенно у асинхронных и вообще у индукционных машин с малым воздушным зазором.

Таблица 19-2

Значения показателя качества однослойной обмотки с $q = 6$ при различных шагах

Укорочение шага	0	30°	50°	70°	90°
показатель качества обмотки	0,52	0,42	0,644	1,024	1,405

γ) Двухслойные обмотки с полным шагом

У двухслойных обмоток с полным шагом оба слоя в пазу принадлежат одной и той же фазе, а вследствие этого, и диаграмма магнитных напряжений будет такой же, как у соответствующей однослойной обмотки. Для примера рассмотрим симметрично разрезанную двухслойную петлевую обмотку, со следующими данными:

$$p = 1\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 6\,, \quad N_d = 36\,, \quad n_1 = 2\,, \quad y_{d_1} = Q = 18\,.$$

Рис. 19-6. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной двухслойной обмотки с полным шагом; $p = 1, m = 3, m' = 6, q = 6, N_d = 36, Q = 18, y_{d_1} = 18, \kappa = 0{,}956, \xi = 0{,}52\%$.

Развернутая схема этой обмотки показана на рис. 19-6а. Обмоточный коэффициент для основной гармоники будет

$$\kappa = \tfrac{1}{3}(\cos 5^\circ + \cos 15^\circ + \cos 25^\circ) = 0{,}956\,.$$

Предположим, что $I\sqrt{2} = 0{,}5$, тогда объем тока в одном пазу будет $n_1 I\sqrt{2} = 1$ и объем тока в полюсно-фазной группе $qn_1 I\sqrt{2} = 6$. Диаграмма магнитных напряжений является правильным шестиугольником с шестью зубцовыми точками на каждой стороне. Радиусы инерции этих точек определяются при помощи теоремы косинусов.

$$\begin{aligned}
\text{Точка } 1 \ldots R_1^2 &= 1^2 + 6^2 - 2\,.\,1\,.\,6\cos 60^\circ = 31\,,\\
2 \ldots R_2^2 &= 2^2 + 6^2 - 2\,.\,2\,.\,6\cos 60^\circ = 28\,,\\
3 \ldots R_3^2 &= 3^2 + 6^2 - 2\,.\,3\,.\,6\cos 60^\circ = 27\,,\\
4 \ldots R_4^2 &= R_2^2 = 28\,,\\
5 \ldots R_5^2 &= R_1^2 = 31\,,\\
6 \ldots R_6^2 &= 6^2 = 36\,.
\end{aligned}$$

Тогда квадрат радиуса инерции диаграммы будет

$$R_g^2 = \tfrac{1}{6}(R_1^2 + R_2^2 + R_3^2 + R_4^2 + R_5^2 + R_6^2) = \tfrac{181}{6} = 30{,}167\,.$$

Радиус окружности, отвечающей основной гармонике, будет

$$R = \frac{3}{\pi} qn_1 \kappa I\sqrt{2} = \frac{3}{\pi} 6\,.\,0{,}956$$

и тогда $R^2 = 30{,}011$.

Показатель качества обмотки следует из выражения

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100 = \frac{30{,}167 - 30{,}011}{30{,}011} 100 = 0{,}52\%\,.$$

Такое же значение показателя качества обмотки справедливо и для однослойной обмотки.

б) Двухслойные обмотки с укороченным шагом

Рассмотрим обмотку с теми же данными, как у только что нами рассмотренной обмотки, однако с укороченным шагом на $\gamma = 30^\circ$, также что ее значения будут:

$$p = 1\,,\quad m = 3\,,\quad m' = 6\,,\quad q = 6\,,\quad N_d = 36\,,\quad n_1 = 2\,,\quad Q = 18\,,\quad y_{d_1} = 15\,.$$

Обмотка симметрично разрезана и число полюсно-фазных групп $m'a = 6$; следовательно, на каждую фазу приходится две группы. Число катушек в одной группе $N_{c_1} = N_c/m'a = 36/6\,.\,1 = 6$. Вспомогательная схема обмотки показана

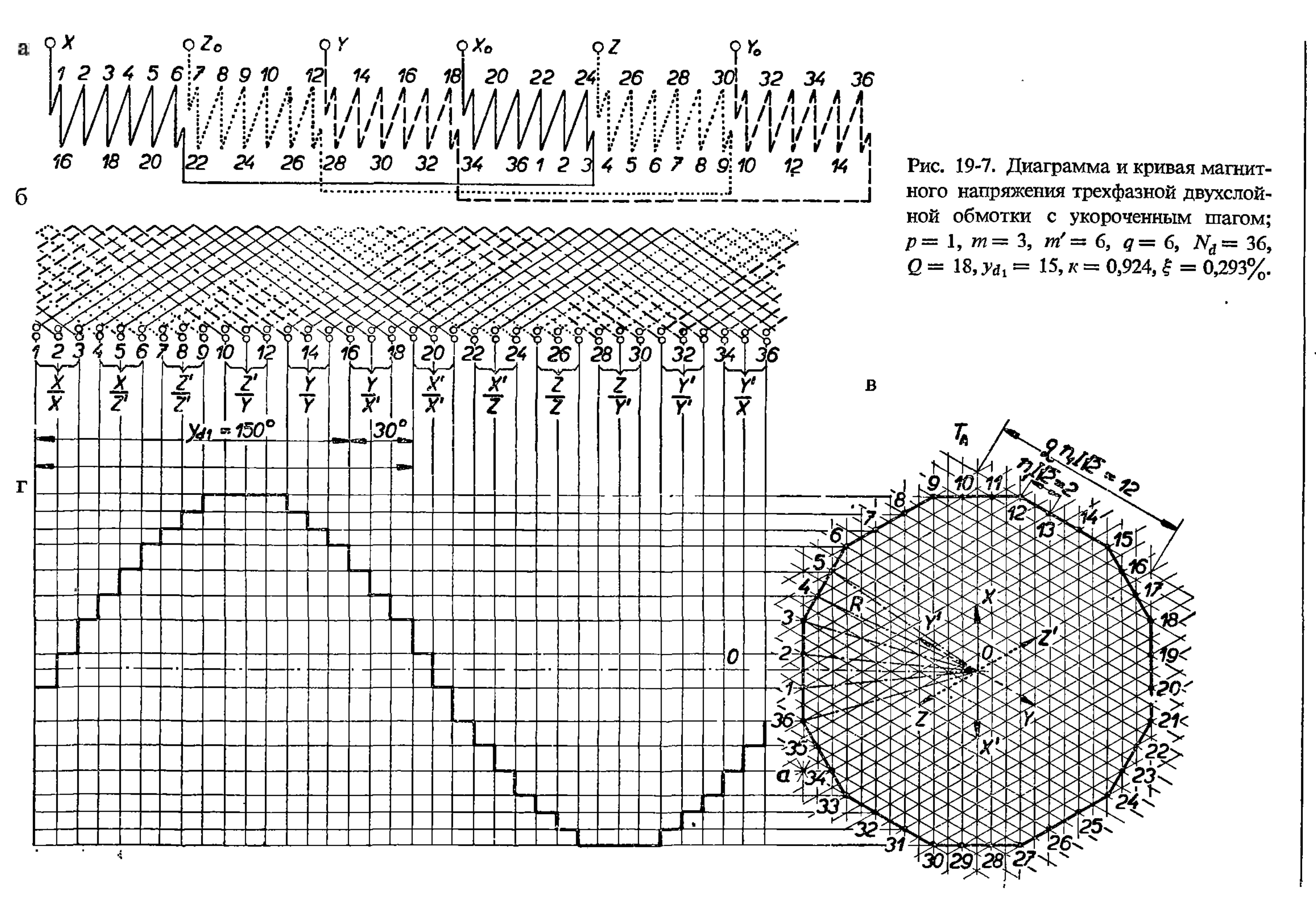


Рис. 19-7. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной двухслойной обмотки с укороченным шагом; $p = 1$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, $y_{d_1} = 15$, $\kappa = 0{,}924$, $\xi = 0{,}293\%$.

на рис. 19-7а и конструкционная схема в вертикальной проекции на рис. 19-7б. Предположим, что $I\sqrt{2}=1$, тогда объем тока в одном пазу будет $n_1 I\sqrt{2}=2$ и объем тока в полюсно-фазной группе $qn_1 I\sqrt{2}=12$. Диаграмму магнитных напряжений (рис. 19-7в) вычертим при помощи сетки треугольников с разлиновкой, ориентированной по векторам токов. Сторону треугольника сетки выберем равной вектору объема тока в одном слое, т. е. единице. В первых трех пазах оба слоя принадлежат фазе X, и тогда соответствующие векторы объемов тока будут параллельны вектору фазы X. В следующих трех пазах верхние стороны относятся к фазе X, в то время как нижние — к фазе Z'. Векторы объемов тока в этих пазах находятся путем геометрического сложения векторов объемов тока в верхнем и нижнем слоях. Таким образом мы построим полную диаграмму магнитных напряжений. Она представляет собой двенадцатиугольник, стороны которого соответствуют объемам тока в трех пазах.

Вычислим квадраты радиусов инерции зубцовых точек *36, 1, 2, 3, 4, 5*:

Точка *36* ... $R_{36}^2 = 3^2 + 12^2 - 2 \, . \, 3 \, . \, 12 \cos 60° = 117$ (из треугольника *a, 36, 0*),

1 ... $R_1^2 = 5^2 + 12^2 - 2 \, . \, 5 \, . \, 12 \cos 60° = 109$ (из треугольника *a, 1, 0*),

2 ... $R_2^2 = R_1^2 = 109$,

3 ... $R_3^2 = R_{36}^2 = 117$,

4 ... $R_4^2 = 10^2 + 11^2 - 2 \, . \, 10 \, . \, 11 \cos 60° = 111$,

5 ... $R_5^2 = R_4^2 = 111$.

Квадрат радиуса инерции диаграммы равняется средней величине

$$R_g^2 = \tfrac{1}{6}(R_{36}^2 + R_1^2 + R_2^2 + R_3^2 + R_4^2 + R_5^2) = \tfrac{674}{6} = 112{,}333 \, .$$

Обмоточный коэффициент основной гармоники будет

$$\kappa = \kappa_r \kappa_k = 0{,}956 \, . \, 0{,}965 = 0{,}9235 \, .$$

Обмоточный коэффициент распределения был взят из предыдущего примера, где $\kappa_r = 0{,}956$, и коэффициент шага отвечает

$$\kappa_k = \cos\frac{\gamma}{2} = \cos 15° = 0{,}965 \, .$$

Определим радиус окружности основной гармоники

$$R = \frac{3}{\pi} \kappa q n_1 I \sqrt{2} = \frac{3}{\pi} 0{,}9235 \, . \, 12$$

и тогда соответствующий квадрат равняется

$$R^2 = \frac{9}{9{,}87} \, . \, 0{,}9235^2 \, . \, 144 = 112{,}005 \, .$$

Тогда показатель качества обмотки будет

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100 = \frac{112{,}333 - 112{,}005}{112{,}005} 100 = 0{,}2926\%.$$

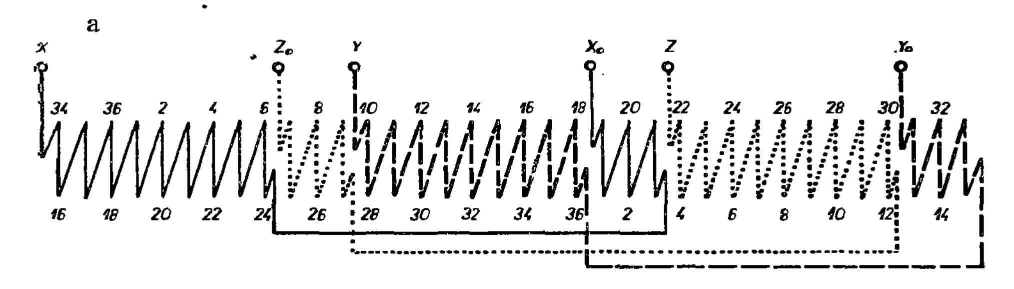
Если сравнить этот результат с показателем качества обмотки $\xi = 0{,}52$, вычисленным в предыдущем случае для обмотки с полным шагом и одинаковым числом пазов, то обнаружим, что при укорочении шага на $\gamma = 30°$, значение ξ значительно уменьшается. В таблице 19-3 приведены значения показателей качества двухслойной обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q = 6$ при различном укорочении шага.

Таблица 19-3

Показатель качества двухслойной обмотки с $q = 6$ при различных шагах

Укорочение шага	0	30°	60°	90°
Показатель качества обмотки	0,52	0,293	0,516	0,514

а



б

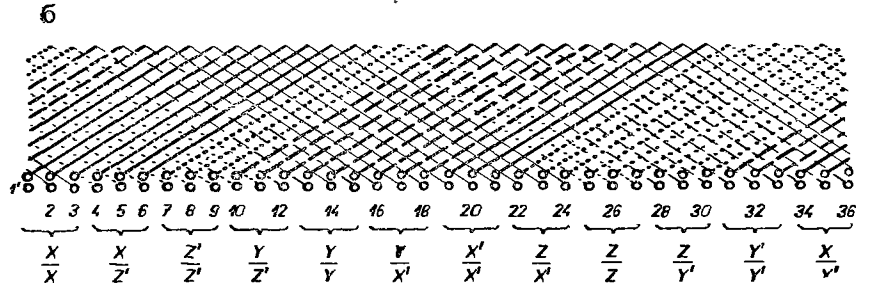


Рис. 19-8. Трехфазная обмотка несимметрично разрезанная с полным шагом; $p = 1$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, $y_{d_1} = 18$, $\gamma = 30°$, $\kappa = 0{,}924$, $\xi = 0{,}293\%$.

Заметим, что те же результаты можно получить и при полном шаге, если обмотку разделить на неодинаковые участки по способу Климы-Каудерса. Укорочение шага на угол γ здесь заменяется сужением или расширением зон

на тот же угол. Коэффициент расширения или сужения зон дается согласно уравнению (12-1) выражением

$$\kappa_s = \cos\frac{\gamma}{2}.$$

Так как катушки смещены друг относительно друга на угол между пазами $\alpha = 10°$, то углу $\gamma = 30°$ отвечает расширение или сужение зоны на три катушки, и следовательно, одна катушечная группа будет иметь $6 + 3 = 9$ катушек, а следующая $6 - 3 = 3$ катушки. Вспомогательная схема такой обмотки показана на рис. 19-8а и конструкционная схема на рис. 19-8б. Такое выполнение имеет важное значение для обмоток с полным шагом у старых машин, так как свойства обмоток с укороченным шагом могут быть получены лишь путем изменения включений групповых соединений. Однако, при таком приспособлении обмотки нельзя ожидать экономию меди, как у обмоток с укороченным шагом.

Таблица 19-4

Обмоточные коэффициенты и амплитуды магнитных напряжений двухслойной обмотки с $q = 6$

	Порядок гармоник ν	Полный шаг	Укороченный шаг на 30°
обмоточные коэффициенты κ	1	0,95614	0,92356
	3	0,64395	−0,45534
	5	0,19718	0,05104
	7	−0,14529	−0,03760
магнитное напряжение $F = \frac{3}{\pi}\frac{\kappa_\nu}{\nu} qn_1 I\sqrt{2}$	1	$0{,}913 qn_1 I\sqrt{2}$	$0{,}8819 qn_1 I\sqrt{2}$
	3	$0{,}2049 qn_1 I\sqrt{2}$	$0{,}1449 qn_1 I\sqrt{2}$
	5	$0{,}03765 qn_1 I\sqrt{2}$	$0{,}0097 qn_1 I\sqrt{2}$
	7	$0{,}0198 qn_1 I\sqrt{2}$	$0{,}0051 qn_1 I\sqrt{2}$

У двухслойных обмоток влияние укорочения шага на высшие гармоники показано в таблице 19-4. В таблице приведены обмоточные коэффициенты и амплитуды магнитных напряжений для некоторых высших гармоник у обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q = 6$ и с укорочением шага $\gamma = 30°$, т. е. $y_{d_1} = \frac{5}{6}Q$.

Из таблицы видно, что путем укорочения шага можно значительно ослабить влияние пятой и седьмой гармоник. Одновременно уменьшается и обмоточный коэффициент для основной гармоники. Вследствие этого, например альтернатор имел бы на зажимах пониженное напряжение. Для устранения этого необходимо увеличить число витков в якоре. Увеличение веса активной меди ком-

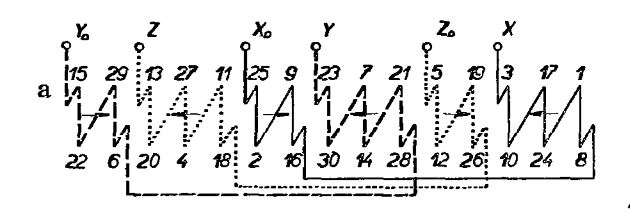
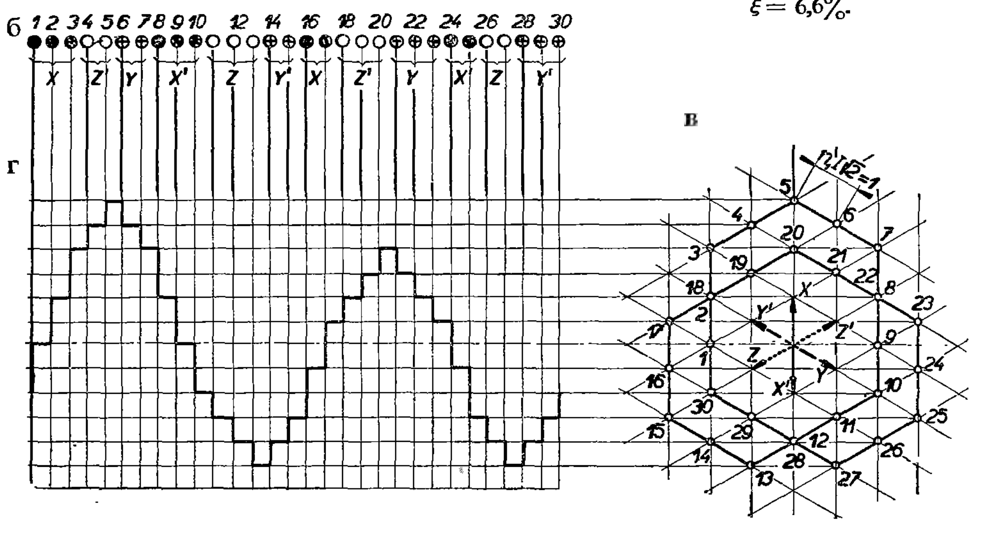


Рис. 19-9. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной однослойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $N_c = 15$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = 7$, $y_k = 7$, $y_2 = 7$, $\kappa = 0{,}951$, $\xi = 6{,}6\%$.



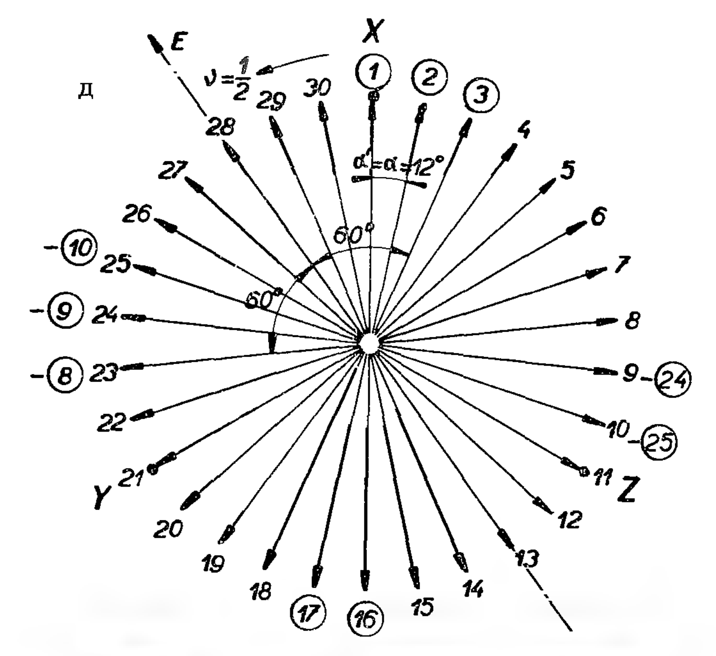


Рис. 19-9д. Определение обмоточного коэффициента для гармоники порядка $\nu = \frac{1}{2}$.

пенсируется укорочением лобовых соединений. Что касается третьей гармоники, то у трехфазных машин она не проявляется и поэтому не требуется ее учитывать.

б) ОБМОТКИ С ДРОБНЫМ ЧИСЛОМ ПАЗОВ НА ПОЛЮС И ФАЗУ

α) Однослойные обмотки

Однослойные обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу нельзя выполнить с полным шагом, а полюсное деление выражается всегда дробным числом пазов. Для примера приведем волновую обмотку с данными:

$$p = 2\,,\quad m = 3\,,\quad m' = 6\,,\quad q = 2{,}5\,,\quad N_d = 30\,,\quad N_c = 15\,,\quad Q = 7{,}5\,,$$
$$y_{d_1} = y_1 = 7\,,\quad y_k = 7\,,\quad y_2 = 7\,.$$

Обмотка была расчитана как при помощи звезды векторов на рис. 15-11, так и при помощи схемы Тингли на рис. 16-2б, с помощью которой была построена вспомогательная схема на рис. 19-9а. Обмотка несимметрично разрезана и число полюсно-фазных групп равняется $m'a = 6$, причем на каждую фазу приходится две группы, одна с тремя и другая с двумя катушками. Распределение фаз по окружности якоря по схеме Тингли показано на рис. 19-9б. Пусть объем тока в одном пазу равняется $n_1 I\sqrt{2} = 1$ и тогда объем тока с полюсно-фазной группе будет $qn_1 I\sqrt{2} = 2{,}5$. Возмем сетку треугольников, со стороной треугольника $n_1 I\sqrt{2} = 1$, и в нее последовательно занесем векторы объемов тока в отдельных пазах. В пазах *1, 2, 3* помещаются проводники фазы X, и поэтому направление векторов объемов тока будут совпадать с направлением фазы X. В пазах *4, 5* помещаются проводники фазы Z', в пазах *6, 7* — проводники фазы Y и т. д. В результате сложения векторов объемов тока в отдельных пазах по окружности якоря получим диаграмму магнитных напряжений, изображенную на рис. 19-9в, из которой нетрудно вывести кривую распределения магнитного напряжения в воздушном зазоре, как это показана на рис. 19-9г.

Квадраты радиусов инерции зубцовых точек будут следующие:

для точек *3, 4, 6, 7, 13, 14, 16, 17, 23, 24, 26, 27*	$\sum R^2 = 12 \,.\, 7 = 84\,,$
для точек *5, 15, 25*	$\sum R^2 = 3 \,.\, 9 = 27\,,$
для точек *2, 8, 10, 12, 18, 20, 22, 28, 30*	$\sum R^2 = 9 \,.\, 4 = 36\,,$
для точек *1, 9, 11, 19, 21, 29*	$\sum R^2 = 6 \,.\, 3 = 18\,.$

Сумма квадратов радиусов инерции равняется 165 и их среднее значение

$$R_g^2 = \frac{165}{30} = 5{,}5\,.$$

Радиус окружности, соответствующей основной гармоники, будет

$$R = \frac{3}{\pi} kqn_1 I \sqrt{2} = \frac{3}{\pi} 0{,}9514 \,.\, 2{,}5 = 2{,}27 \,,$$

где согласно рис. 16-2 обмоточный коэффициент $\kappa = 0{,}9514$.

Из чего следует

$$R^2 = \frac{9}{9{,}869} \,.\, 0{,}90524 \,.\, 6{,}25 = 5{,}1595 \,.$$

Тогда показатель качества обмотки будет

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2} 100 = \frac{5{,}500 - 5{,}1595}{5{,}1595} 100 = 6{,}6\% \,.$$

Очевидно, показатель качества обмотки здесь является весьма значительным. Кривая магнитного напряжения на рис. 19-9г для первой пары полюсов отличается от кривой для второй пары и повторяется в периоде 4π. Это означает, что кривая магнитного напряжения содержит вторую субгармонику, с числом полюсов, равным половине числа полюсов основной гармоники и кроме того ряд дробных гармоник. А так как диаграмма и кривая магнитного напряжения несимметричны по отношению к оси X или же к центру O, то, кроме того, она содержит и четные гармоники.

Вычислим еще обмоточные коэффициенты отдельных гармоник, субгармоник и их амплитуды. Анализ можно произвести либо на основании звезды векторов, либо по схеме Тингли.

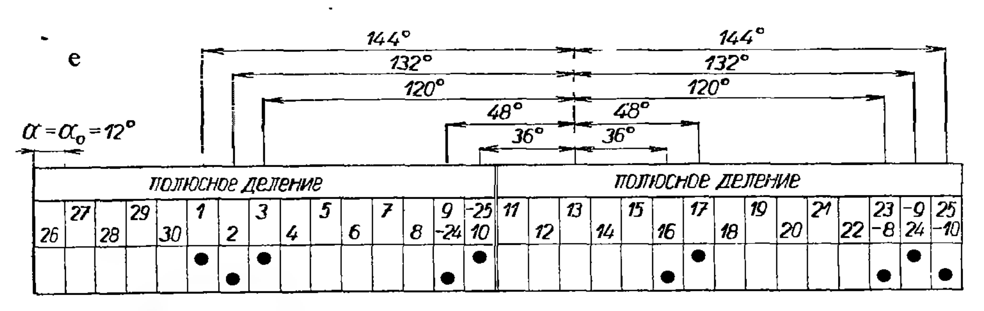


Рис. 19-9е. Определение обмоточного коэффициента для гармоники порядка $\nu = \frac{1}{2}$ однослойной обмотки из схемы Тингли; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = 7$.

1. *Гармоника порядка* $\nu = \frac{1}{2}$

Число пар полюсов $\nu p = 1$, и, следовательно, число лучей в звезде векторов на рис. 19-9д равняется $P = N_d/t = 30$. Угол между соседними лучами $\alpha' = 360°/30 = 12°$ и шаг по пазам $\alpha = 360° \, \nu p/N_d = 360°/30 = \alpha'$. Рассмотрим, например, фазу X и определим из положения векторов, обозначенных номерами

в кружках, положение вектора результирующего напряжения E. Из диаграммы видно, что векторы ① и ⑯, ② и ⑰, ⑨ и ㉔, ⑩ и ㉕ уничтожаются и остаются только векторы ③ и —⑧, составляющие с результирующей угол 60°. Следовательно, обмоточный коэффициент субгармоники порядка $\nu = \frac{1}{2}$ будет

$$\kappa_{1/2} = \frac{2 \cos 60^\circ}{10} = 0{,}10\,.$$

Для определения обмоточного коэффициента можно также применить упрощенную схему Тингли. В этом случае является более удобным полюсные деления располагать друг возле друга согласно рис. 19-9е. Так как $q = N_d/2\nu pm = 5$, то ширина схемы будет равняться $2\,.\,3q = 2\,.\,15$. Впишем в схему номера пазов, отвечающие пазовому делению $\alpha = \alpha_G = 12^\circ$, и возьмем, например, фазу X для определения ее положения в магнитном поле рассматриваемой гармоники. Причем пазы, лежащие в четных делениях основной гармоники по рис. 16-2б, необходимо сместить на 180° (обозначено знаком —). После нахождения положения результирующего вектора напряжения и фазного смещения отдельных сторон катушек, определим обмоточный коэффициент

$$\kappa_{1/2} = \tfrac{1}{10}(2 \cos 36^\circ + 2 \cos 48^\circ + 2 \cos 120^\circ + 2 \cos 132^\circ + 2 \cos 144^\circ)\,,$$

$$\kappa_{1/2} = -0{,}1\,.$$

Амплитуду субгармоники $\nu = \frac{1}{2}$ вычислим из выражения

$$F_{1/2} = \frac{3}{\pi}\frac{\kappa_\nu}{\nu}\, q n_1 I \sqrt{2} = \frac{3}{\pi}\, 0{,}1\,.\,2\,.\,2{,}5\,.\,1 = 0{,}478\,,$$

которая, по отношению к основной гармонике, выразится в виде

$$F'_{1/2} = \frac{0{,}478}{2{,}27}\, 100 = 21{,}1\%\,.$$

Направление вращения можно определить из звезды векторов на рис. 19-9д, где отметим векторы пазов *1*, *21*, *11*, из которых выводятся выводы фаз X, Y, Z. Здесь видно, что последовательность фаз у гармоники порядка $\nu = \frac{1}{2}$ обратна последовательности основной гармоники. Следовательно она вращается в обратном направлении и в два разá быстрее, чем основная гармоника, и вызывает, например у асинхронных машин, торможение.

2. *Гармоника порядка* $\nu = \frac{5}{2}$ (рис. 19-9ж)

Эта дробная гармоника имеет $\nu p = 5$ пар полюсов. Звезда векторов имеет $P = N_d/t = 30/5 = 6$ лучей; угол между соседними лучами $\alpha' = 360^\circ/6 = 60^\circ$ и шаг по пазам $\alpha = 360^\circ/N_d\,.\,\nu p = 360^\circ/30\,.\,5 = \alpha'$. Вектор результирующего напряжения этой гармоники совпадает с направлением векторов пазов ① и ⑯. Из положения сторон катушек фазы X следует обмоточный коэффициент

$$\kappa_{5/2} = \tfrac{1}{10}(4 \cos 60^\circ - 2 \cos 60^\circ) = 0{,}1\,.$$

Амплитуда равняется

$$F_{5/2} = \frac{3}{\pi}\frac{0{,}1}{5}\,2\,.\,2{,}5\,.\,1 = 0{,}0956\,.$$

По отношению к основной гармонике будет

$$F'_{5/2} \doteq \frac{0{,}0956}{2{,}27}\,.\,100 = 4{,}22\%\,.$$

Из последовательности фаз на рис. 19-9ж видно, что эта гармоника вращается в одинаковом направлении с основной гармоникой.

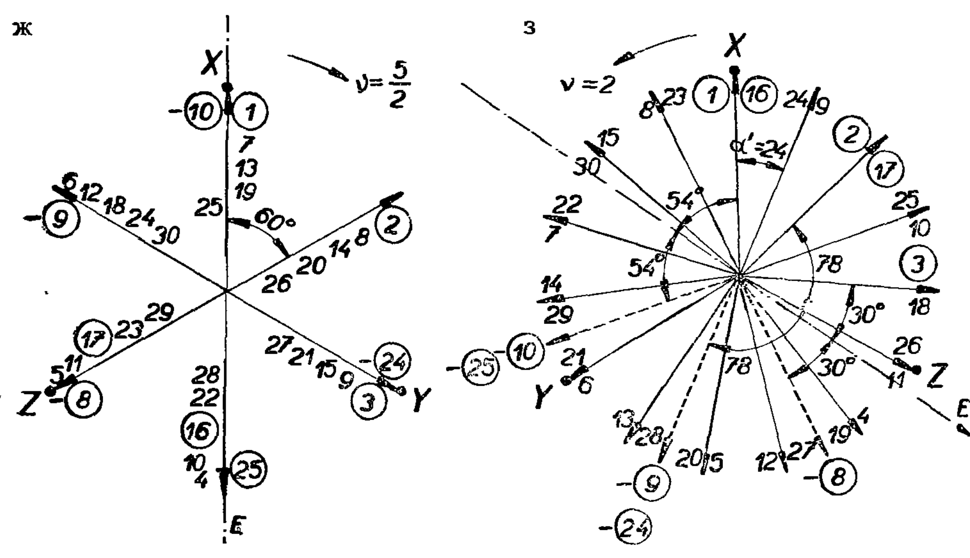


Рис. 19-9ж. Определение обмоточного коэффициента гармоники порядка $\nu = \frac{5}{2}$.

Рис. 19-9з. Определение обмоточного коэффициента гармоники порядка $\nu = 2$.

3. *Гармоника порядка* $\nu = 2$ (рис. 19-9з)

Число пар полюсов будет $\nu p = 4$, число лучей в звезде отвечает $P = N_d/t = 15$, угол между соседними лучами $\alpha' = 360°/15 = 24°$ и шаг по пазам $\alpha = 360°/30\,.\,4 = 2\alpha'$. Обмоточный коэффициент выводится из положения вектора результирующего напряжения и из фазных смещений векторов сторон катушек

$$k_2 = \tfrac{1}{10}(2\cos 30° + 4\cos 78° - 4\cos 54°) = 0{,}0213\,.$$

Амплитуда гармоники порядка $\nu = 2$ будет

$$F_2 = \frac{3}{\pi}\frac{0{,}0213}{2}\,.\,2{,}5\,.\,1 = 0{,}0254$$

и по отношению к основной гармонике будет

$$F_2' = \frac{0,0254}{2,27} 100 = 1,12\%.$$

Направление вращения противоположно направлению основной гармоники.

4. *Гармоника порядка* $\nu = 4$ (рис. 19-9и)

Здесь число пар полюсов будет $\nu p = 8$ и звезду определяют следующие значения: $P = 15$, $\alpha' = 360°/15 = 24$, $\alpha = 360°/30 . 8 = 4\alpha'$. Из звезды найдем обмоточный коэффициент

$$\kappa_4 = \tfrac{1}{10}(2 \cos 30° + 4 \cos 66° - \cos 18°) = 0,0445,$$

соответствующая амплитуда следует из выражения

$$F_4 = \frac{3}{\pi} \frac{0,0445}{4} . 2,5 . 1 = 0,0266$$

и по отношению к основной гармонике будет

$$F_4' = \frac{0,0266}{2,27} 100 = 1,17\%.$$

Эта гармоника вращается в направлении вращения основной гармоники. Все гармоники кратные трем исчезают.

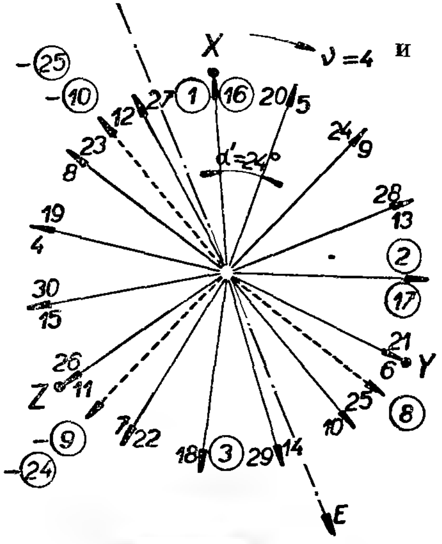


Рис. 19-9и. Определение обмоточного коэффициента гармоники порядка $\nu = 4$.

β) Двухслойные обмотки

Рассмотрим волновую обмотку со следующими данными:

$$p = 2, \quad m = 3, \quad m' = 6, \quad q = 2,5, \quad N_d = 30, \quad N_c = 30, \quad Q = 7,5,$$
$$y_{d_1} = 7, \quad y_k' = 14, \quad y_k'' = 15, \quad y_2' = 7, \quad y_2'' = 8, \quad n_1 = 2.$$

Вспомогательная схема обмотки изображена на рис. 19-10а. Число полюсно-фазных групп будет $m'a = 6$, у симметрично разрезанной обмотки число катушек в одной полюсно-фазной группе было бы $N_{c_1} = N_c/m'a = 5$. Однако, обмотка разделена несимметрично с зонами с $(5 - \gamma) = 4$ и $(5 + \gamma) = 6$ катушками, причем $\gamma = 1$. Развернутая конструкционная схема изображена на рис. 19-10б. Объем тока в одном пазу равняется $n_1 I \sqrt{2} = 2$ и тогда объем тока в полюсно-фазной группе равняется $qn_1 I \sqrt{2} = 2,5 . 2 = 5$. Воспользуемся

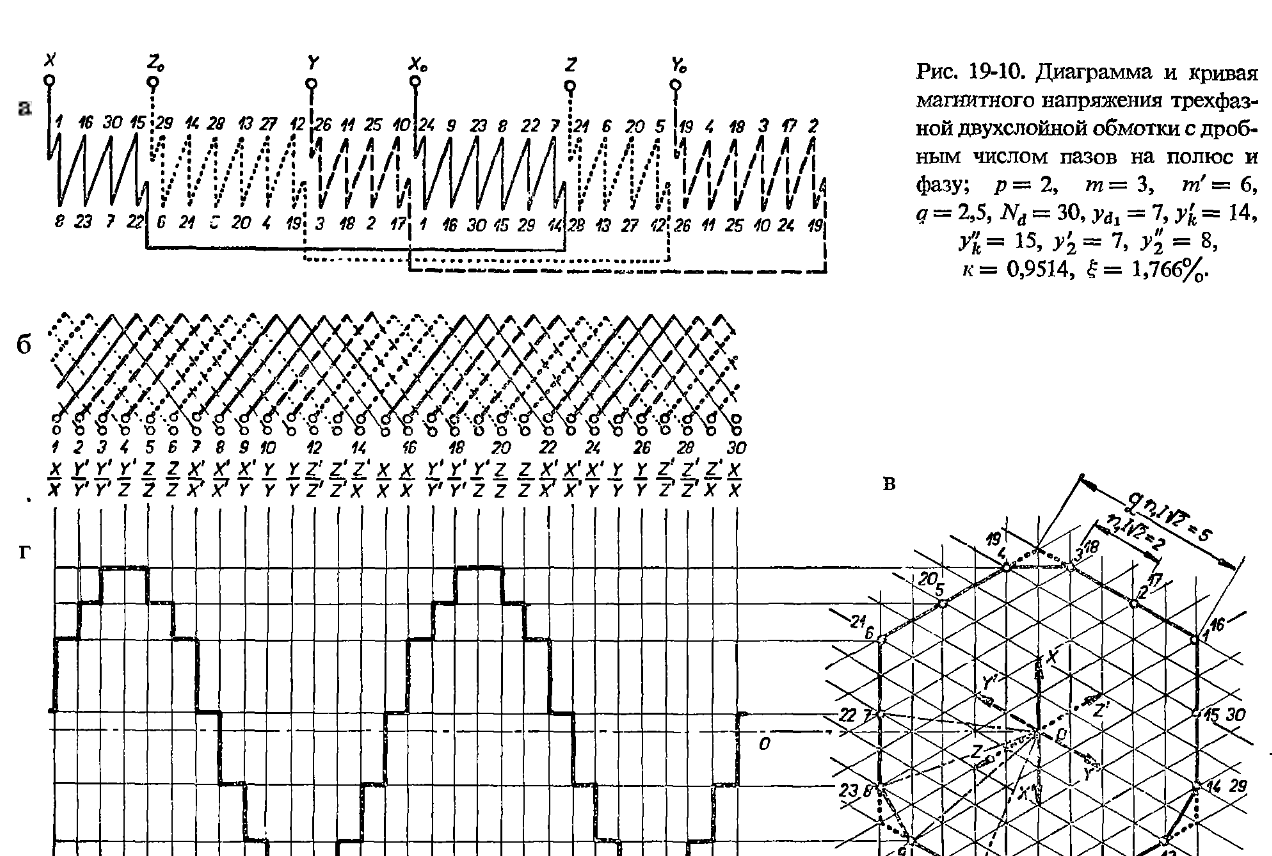


Рис. 19-10. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной двухслойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2,5$, $N_d = 30$, $y_{d_1} = 7$, $y'_k = 14$, $y''_k = 15$, $y'_2 = 7$, $y''_2 = 8$, $\kappa = 0,9514$, $\xi = 1,766\%$.

и здесь сеткой треугольников, у которой сторона треугольника отвечает вектору объема тока в одном слое паза, т. е. $\frac{1}{2}n_1 I\sqrt{2} = 1$. Диаграмму магнитных напряжений получим путем геометрического сложения векторов объемов тока в нижних и верхних слоях последовательно по окружности якоря.

Квадраты радиусов инерции зубцовых точек будут

$$\begin{aligned}
\text{для точки } 6 \ldots R_6^2 &= 5^2 &&= 25\,,\\
7 \ldots R_7^2 &= 5^2 + 2^2 - 2\,.\,5\,.\,2\cos 60^\circ &&= 19\,,\\
8 \ldots R_8^2 &= 1^2 + 5^2 - 2\,.\,1\,.\,5\cos 60^\circ &&= 21\,,\\
9 \ldots R_9^2 &= R_8^2 &&= 21\,,\\
10 \ldots R_{10}^2 &= R_7^2 &&= 19\,.
\end{aligned}$$

Сумма этих квадратов равняется 105, и следовательно радиус инерции диаграммы будет

$$R_g^2 = \tfrac{105}{5} = 21{,}00\,.$$

Так как обмоточный коэффициент $\kappa = 0{,}9514$, то радиус окружности основной гармоники будет равняться

$$R = \frac{3}{\pi}\kappa q n_1 I\sqrt{2} = \frac{3}{\pi}0{,}9514\,.\,5$$

и его квадрат

$$R^2 = \frac{9}{9{,}869}0{,}905238\,.\,25 = 20{,}637\,.$$

Тогда показатель качества обмотки будет

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2}100 = \frac{21{,}00 - 20{,}637}{20{,}637}100 = 1{,}766\%\,.$$

Так как кривая магнитных напряжений у двух соседних пар полюсов совпадает, то в кривой магнитных напряжений на рис. 19-10г не встречается субгармоник. Однако, вследствие того, что диаграмма магнитных напряжений на рис. 19-10в несимметрична по отношению к центру O, характеристика магнитных напряжений содержит четные гармоники. Поэтому эти обмотки мало пригодны для асинхронных машин.

Ранее рассмотренная двухслойная обмотка с данными:

$$p = 5\,,\quad m = 3\,,\quad m' = 6\,,\quad q = 1\tfrac{1}{5}\,,\quad N_d = 36\,,\quad N_c = 36\,,\quad Q = 3\tfrac{3}{5}\,,\quad y_{d_1} = 3$$

имеет сложную форму диаграммы магнитных напряжений.

Вспомогательная схема обмотки и потенциальные многоугольники для петлевого и волнового выполнения изображены на рис. 17-6 и 17-7. Пусть $I\sqrt{2} = 1$. Тогда объем тока в одном пазу будет $n_1 I\sqrt{2} = 2$ и объем тока в полюсно-фазной группе равняется $q n_1 I\sqrt{2} = \frac{12}{5}$. Задаемся в сетке треугольников

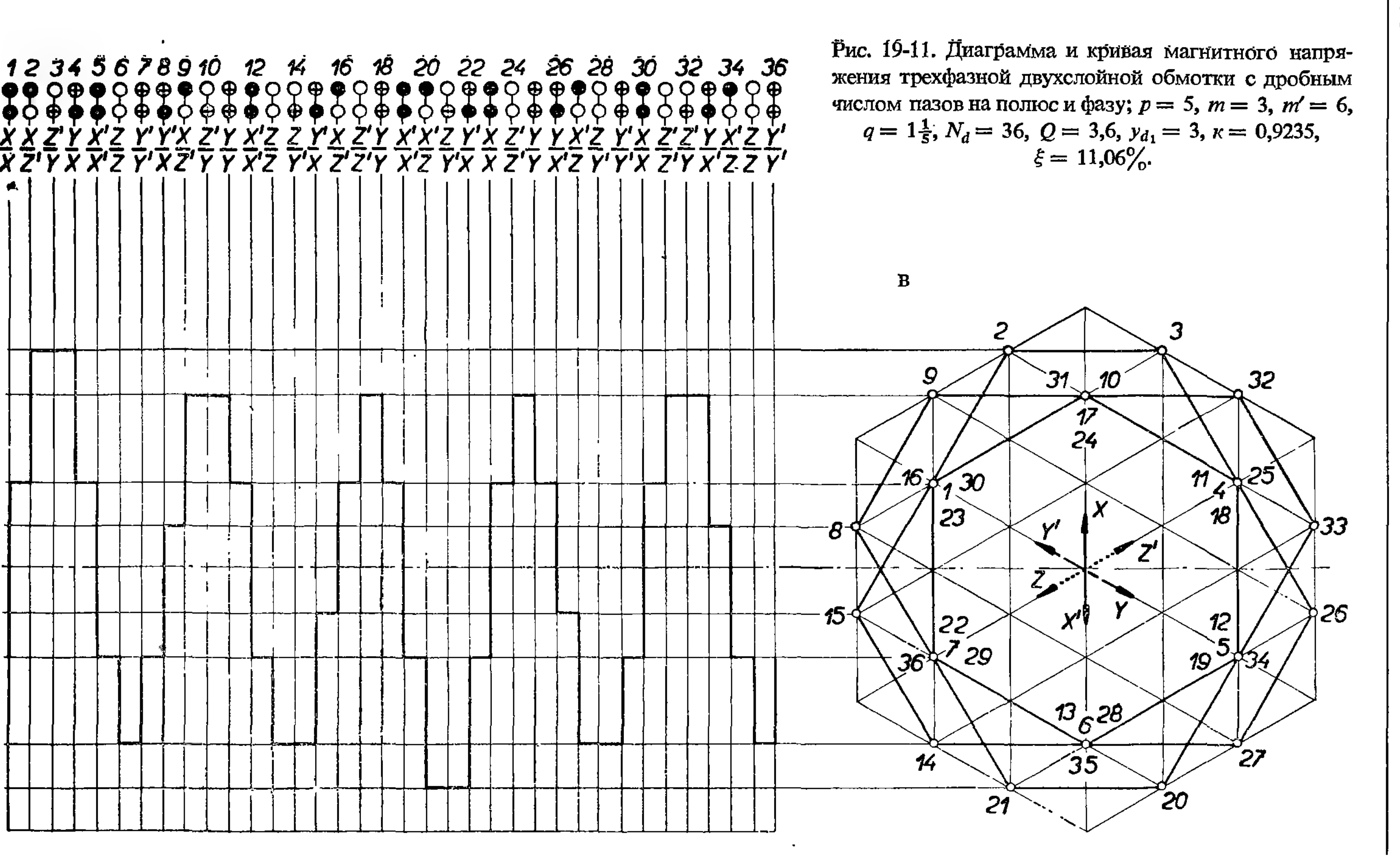


Рис. 19-11. Диаграмма и кривая магнитного напряжения трехфазной двухслойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 5$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 1\frac{1}{5}$, $N_d = 36$, $Q = 3{,}6$, $y_{d1} = 3$, $\kappa = 0{,}9235$, $\xi = 11{,}06\%$.

стороной треугольника, равной единице и геометрически последовательно складываем векторы объемов токов отдельных слоев по рис. 19-11а. В результате получится диаграмма магнитных напряжений, изображенная на рис. 19-11б. На первый взляд она нам кажется симметричной, но при более тщательном рассмотрении отдельных зубцовых точек видно, что она является весьма несимметричной с периодичностью, проявляющейся лишь после десяти полюсов.

Квадраты радиусов инерции отдельных зубцовых точек будут:

Точкам

1, 16, 23, 30, 10, 17, 24, 31, 4, 11, 18, 25,
5, 12, 19, 34, 6, 13, 28, 35, 7, 22, 29, 36

отвечает

$$R^2_{g_1} = 2^2 = 4$$

и точки

2, 3, 32, 33, 26, 27, 20, 21, 14, 15, 8, 9

имеют

$$R^2_{g_2} = 3^2 + 1^2 - 2 \,.\, 1 \,.\, 3 \cos 60° = 7\,,$$

так что

$$R^2_g = \tfrac{1}{36}[(24 \,.\, 4) + (12 \,.\, 7)] = \tfrac{180}{36} = 5{,}0\,.$$

Радиус окружности основной гармоники будет

$$R = \frac{3}{\pi} \kappa q n_1 I \sqrt{2} = \frac{3}{\pi} 0{,}9235 \frac{12}{5} = \frac{6{,}649}{\pi}\,,$$

из этого $R^2 = 4{,}48$, причем $\kappa = 0{,}9235$.

Тогда показатель качества обмотки следует из выражения

$$\xi = \frac{R^2_g - R^2}{R^2} 100 = \frac{5{,}00 - 4{,}48}{4{,}48} 100 = 11{,}06\%\,.$$

Значение показателя качества обмотки здесь весьма велико и эта обмотка, следовательно, непригодна для асинхронных и других индукционных машин. Из кривой магнитного напряжения (рис. 19-11в) видно, что она содержит как четные, так и дробные гармоники.

20. ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ПРИ ПОМОЩИ ВЕРЗОРОВ

а) ПРЯМОЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ

Вычисление магнитных напряжений обмоток переменного тока можно осуществить либо линейным гармоническим анализом по Фурье (см. пар. 1-ый), либо двумерным гармоническим анализом при помощи верзоров. У машин

переменного тока магнитные поля вращаются в перпендикулярных к оси машины плоскостях и обыкновенно состоят из ряда вращающихся полей либо согласного, либо обратного направления относительно основного поля. Если мы желаем исследовать отдельные гармоники классическим линейным анализом, то анализ производится в двух взаимно перпендикулярных направлениях и результаты обоих решений геометрически складываются. Если, однако, воспользоваться двумерным гармоническим анализом, о котором говорилось во втором параграфе, то обе операции можно соединить.

α) Однофазные обмотки

Проанализируем простую катушку с полным шагом, со сторонами расположенными в пазах якоря. Пусть катушка имеет n_1 проводников. В каждом проводнике проходит синусоидальный ток с амплитудой $I\sqrt{2}$, причем I является эффективным значением тока. Тогда максимальный объем тока в пазу равен $a_1 = n_1 I\sqrt{2}$ ампер-проводникам. Так как магнитное напряжение одного паза воздействует на всю магнитную цепь, содержащую положительный и отрицательный полюса, то амплитуда магнитного напряжения на полюс равняется

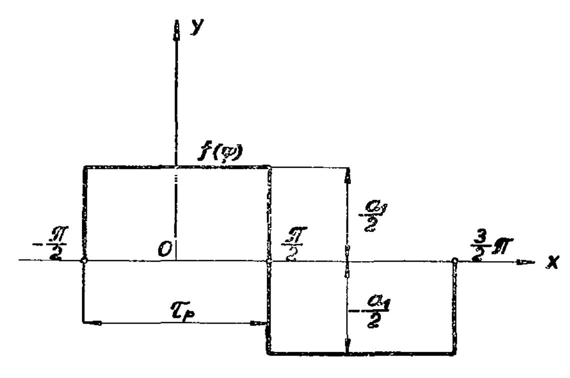


Рис. 20-1. Кривая магнитного напряжения однофазной обмотки с $q = 1$.

$$F = \pm\frac{a_1}{2} = \pm\frac{1}{2} n_1 I\sqrt{2}. \qquad (20\text{-}1)$$

Это магнитное напряжение создает магнитное поле (рис. 20-1) в виде прямоугольников. Под одним полюсом магнитное поле будет положительное, а под другим — отрицательное. Мы можем по выражению (2-1) разложить его в ряд гармоник согласного и обратного направления. Амплитуды составляющих согласного направления следуют при $\mu = 1$ из выражения (2-3)

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \mathrm{f}(\varphi)\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\frac{a_1}{2}\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi - \int_{\pi/2}^{3/2\pi}\frac{a_1}{2}\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi\right],$$

и после интегрирования получаем

$$A_\nu = \frac{a_1}{4\pi}\frac{\mathrm{j}}{\nu}\left[\left(\underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} - \underline{/\nu\frac{\pi}{2}}\right) - \left(\underline{/-\nu\frac{3\pi}{2}} - \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}}\right)\right]. \qquad (20\text{-}2)$$

Так как кривая на рис. 20-1 симметрична относительно оси X, то она имеет только нечетные гармоники и на основании рис. 20-2а, б можно написать

$$-\underline{/\nu\frac{\pi}{2}} = \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} \quad \text{и} \quad -\underline{/-\nu\frac{3\pi}{2}} = \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}}.$$

Рис. 20-2. Изображение положений верзоров; а) положение верзоров $\underline{/\nu\pi/2}$ и $-\underline{/\nu\pi/2}$, б) положение верзоров $-\underline{/\nu\, 3\pi/2}$ и $-\underline{/-\nu\, 3\pi/2}$.

Исходя из этого, уравнение (20-2) можно преобразовать в

$$A_\nu = \frac{\mathrm{j}a_1}{4\pi\nu}\left[\underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} + \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} + \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} + \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}}\right]$$

и после приведения подобных получится

$$A_\nu = \frac{\mathrm{j}a_1}{\pi\nu}\underline{/-\nu\frac{\pi}{2}};$$

положим $a_1 = n_1 I\sqrt{2}$, тогда будет

$$A_\nu = \mathrm{j}\frac{n_1 I\sqrt{2}}{\nu\pi}\underline{/-\nu\frac{\pi}{2}}, \qquad (20\text{-}3)$$

принимая во внимание, что

$$\underline{/-(4n+1)\frac{\pi}{2}} = \underline{/-\frac{\pi}{2}} = -\mathrm{j},$$

$$\underline{/-(4n-1)\frac{\pi}{2}} = \underline{/\frac{\pi}{2}} = \mathrm{j},$$

где n является целым числом, выражения для амплитуд составляющих согласного направления для отдельных гармоник можно написать в виде:

$$A_1 = \mathrm{j}\frac{a_1}{\pi}\underline{/-\frac{\pi}{2}} = \frac{a_1}{\pi} = \frac{1}{\pi}n_1 I\sqrt{2}, \qquad (20\text{-}4)$$

$$A_3 = \mathrm{j}\frac{a_1}{3\pi}\underline{/-\frac{3\pi}{2}} = -\frac{1}{3}\frac{a_1}{\pi} = -\frac{1}{3\pi}n_1 I\sqrt{2},$$

$$A_5 = \mathrm{j}\frac{a_1}{5\pi}\underline{/-\frac{5\pi}{2}} = \frac{1}{5}\frac{a_1}{\pi} = \frac{1}{5\pi}n_1I\sqrt{2}, \qquad (20\text{-}4)$$

$$A_7 = \mathrm{j}\frac{a_1}{7\pi}\underline{/-\frac{7\pi}{2}} = -\frac{1}{7}\frac{a_1}{\pi} = -\frac{1}{7\pi}n_1I\sqrt{2},$$

$$A_9 = \mathrm{j}\frac{a_1}{9\pi}\underline{/-\frac{9\pi}{2}} = \frac{1}{9}\frac{a_1}{\pi} = \frac{1}{9\pi}n_1I\sqrt{2},$$

$$A_{11} = \mathrm{j}\frac{a_1}{11\pi}\underline{/-\frac{11\pi}{2}} = \frac{1}{11}\frac{a_1}{\pi} = -\frac{1}{11\pi}n_1I\sqrt{2},$$

и т. д.

Из уравнения (20-2) можно получить:

$$A_\nu = \frac{a_1}{4\pi}\frac{1}{-\mathrm{j}\nu}\left[\left(\underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} - \underline{/\nu\frac{\pi}{2}}\right) - \left(\underline{/-\nu\frac{3\pi}{2}} - \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}}\right)\right],$$

а так как для четных значений ν имеет место

$$\underline{/-\nu\frac{3\pi}{2}} = \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}}; \quad \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} = \underline{/\nu\frac{\pi}{2}}$$

то $A_\nu = 0$.

Следовательно, для четных значений ν соответствующие гармоники уничтожаются.

Аналогично для $\mu = 1$ амплитуды составляющих обратного направления находятся из выражения (2-5)

$$B_\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \mathrm{f}(\varphi)\,\underline{/\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\frac{a_1}{2}\,\underline{/\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi - \int_{\pi/2}^{3\pi/2}\frac{a_1}{2}\,\underline{/\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi\right].$$

После интегрирования и подстановки пределов выведем

$$B_\nu = -\frac{\mathrm{j}a_1}{4\pi\nu}\left[\underline{/\nu\frac{\pi}{2}} - \underline{/-\nu\frac{\pi}{2}} - \underline{/\nu\frac{3\pi}{2}} + \underline{/\nu\frac{\pi}{2}}\right].$$

Для нечетных гармоник имеем

$$B_\nu = -\frac{\mathrm{j}a_1}{4\pi\nu}\left[\underline{/\nu\frac{\pi}{2}} + \underline{/\nu\frac{\pi}{2}} + \underline{/\nu\frac{\pi}{2}} + \underline{/\nu\frac{\pi}{2}}\right)\Big]$$

и после подстановки $a_1 = n_1I\sqrt{2}$ получим

$$B_\nu = -\mathrm{j}\frac{a_1}{\pi\nu}\underline{/\nu\frac{\pi}{2}} = -\mathrm{j}\frac{n_1I\sqrt{2}}{\nu\pi}\underline{/\nu\frac{\pi}{2}}. \qquad (20\text{-}5)$$

Амплитуды отдельных нечетных составляющих обратного направления будут

$$B_1 = -\mathrm{j}\frac{a_1}{\pi}\underline{\Big/\frac{\pi}{2}} = \frac{a_1}{\pi} = \frac{1}{\pi} \quad \sqrt{2}, \tag{20-6}$$

$$B_3 = -\mathrm{j}\frac{a_1}{3\pi}\underline{\Big/\frac{3\pi}{2}} = -\frac{1}{3}\frac{a_1}{\pi} = \frac{1}{3\pi}n_1 I\sqrt{2},$$

$$B_5 = -\mathrm{j}\frac{a_1}{5\pi}\underline{\Big/\frac{5\pi}{2}} = \frac{1}{5}\frac{a_1}{\pi} = -\frac{1}{5\pi}n_1 I\sqrt{2},$$

$$B_7 = -\mathrm{j}\frac{a_1}{7\pi}\underline{\Big/\frac{7\pi}{2}} = -\frac{1}{7}\frac{a_1}{\pi} = -\frac{1}{7\pi}n_1 I\sqrt{2},$$

$$B_9 = -\mathrm{j}\frac{a_1}{9\pi}\underline{\Big/\frac{9\pi}{2}} = \frac{1}{9}\frac{a_1}{\pi} = \frac{1}{9\pi}n_1 I\sqrt{2},$$

$$B_{11} = -\mathrm{j}\frac{a_1}{11\pi}\underline{\Big/\frac{11\pi}{2}} = -\frac{1}{11}\frac{a_1}{\pi} = -\frac{1}{11\pi}n_1 I\sqrt{2},$$

и т. д.,

так как для целого значения n имеет место

$$\underline{\Big/(4n+1)\frac{\pi}{2}} = \underline{\Big/\frac{\pi}{2}} = \mathrm{j}; \quad \underline{\Big/(4n-1)\frac{\pi}{2}} = \underline{\Big/-\frac{\pi}{2}} = -\mathrm{j}.$$

Четные гармоники уничтожаются. На основании сказанного распределение магнитных напряжений катушки на рис. 20-1 дается рядом

$$F_p = \frac{n_1 I\sqrt{2}}{\pi}\Big[\underline{/\varphi} - \tfrac{1}{3}\underline{/3\varphi} + \tfrac{1}{5}\underline{/5\varphi} - \tfrac{1}{7}\underline{/7\varphi} + \tfrac{1}{9}\underline{/9\varphi} - \ldots$$
$$+ \underline{/-\varphi} - \tfrac{1}{3}\underline{/-3\varphi} + \tfrac{1}{5}\underline{/-5\varphi} - \tfrac{1}{7}\underline{/-7\varphi} + \tfrac{1}{9}\underline{/-9\varphi}\ldots\Big]. \tag{20-7}$$

После объединения симметричных членов уравнения в скобках как показано ниже

$$\underline{/\varphi} + \underline{/-\varphi} = 2\cos\varphi, \quad \underline{/3\varphi} + \underline{/-3\varphi} = 2\cos 3\varphi \quad \text{и т. д.}$$

получим ряд

$$F_p = \frac{2\sqrt{2}n_1 I}{\pi}\left[\cos\varphi - \tfrac{1}{3}\cos 3\varphi + \tfrac{1}{5}\cos 5\varphi - \tfrac{1}{7}\cos 7\varphi + \ldots\right]. \tag{20-7'}$$

Так как рассматривалось однофазное магнитное поле, то этот ряд имеет линейный вид. При однофазной обмотке с числом полюсов $2p$ и числом пазов на

полюс и фазу q, результитрующие магнитное напряжение машины будет

$$F = \frac{4\sqrt{2}\,.\,NI}{\pi}\left[\kappa\cos\varphi - \frac{\kappa_3}{3}\cos 3\varphi + \frac{\kappa_5}{5}\cos 5\varphi - \frac{\kappa_7}{7}\cos 7\varphi + \dots\right], \quad (20\text{-}8)$$

где $N = pqn_1$ представляет общее число витков в фазе и $\kappa, \kappa_2, \kappa_3$ являются обмоточными коэффициентами соответствующих гармоник. Из уравнения (20-8) видно, что у однофазных обмоток составляющие гармоник согласного и обратного направлений симметричны и потому двумерный гармонический ряд преобразуется в линейный. И, наоборот, линейные гармоники можно заменить двумя противоположно вращимися составляющими с равными амплитудами половинной величины.

Условия у многофазных обмоток однако отличны, так как при двумерном гармоническом анализе составляющая согласного, или обратного направления уничтожается и результирующее магнитное напряжение складывается из ряда составляющих, вращающихся в согласном или в обратном направлении.

β) Двухфазные обмотки

Рассмотрим магнитное напряжение двухфазной обмотки. Для этого возьмем двухполюсную машину и посередине каждой полюсно-фазной группы выберем одну катушку со стороной в одном пазу. Плоскости обеих катушек взаимно перпендикулярны и в пазу находится n_1 проводников (рис. 20-3). Пусть через катушку $P - P'$ проходит ток с мгновенным значением $I\sqrt{2}\underline{/\omega t}$ и аналогично, через катушку $Q - Q'$ — ток $I\sqrt{2}\,\underline{/\omega t - \pi/2}$. Распределения магнитных напряжений у обеих катушек имеют форму прямоугольника. Разложим их на вращающиеся оставляющие отдельных гармоник и в любой точке m на окружности якоря определим результирующее магнитное напряжение от воздействия обеих катушек.

Рассмотрим сначала составляющую согласного направления с основной гармоникой. Мгновенное значение магнитного напряжения катушки $P - P'$ на рис. 20-3а отвечает величине $A_1\underline{/\omega t}$, где A_1 является амплитудой основной гармоники. Так как точка m в пространстве отклоняется от оси O_P катушки $P - P'$ на угол $-\varphi$, то мгновенное значение магнитного напряжения от воздействия фазы P в этой точке будет

$$F'_P = A_1\underline{/\omega t}\,\underline{/-\varphi} = A_1\underline{/\omega t - \varphi}\,.$$

Через катушку $Q - Q'$ проходит ток, вектор которого отстает во времени на угол $\pi/2$, и тогда значение отвечающего ему магнитного напряжения будет $A_1\underline{/\omega t - \pi/2}$. Точка m относительно оси O_Q катушки $Q - Q'$ отклоняется

в пространстве вперед на угол $(\pi/2 - \varphi)$, и, следовательно, мгновенное значение магнитного напряжения от воздействия фазы Q в точке m будет

$$F'_Q = A_1 \underline{/\omega t - \frac{\pi}{2}} \underline{/\frac{\pi}{2} - \varphi} = A_1 \underline{/\omega t - \varphi}\,.$$

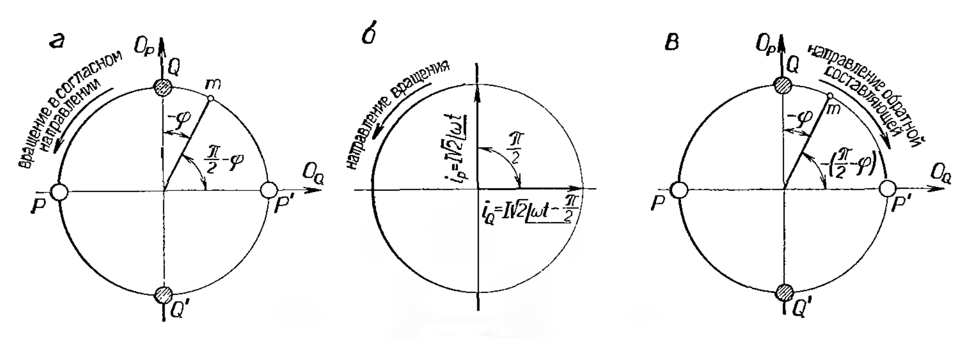


Рис. 20-3. Определение магнитного напряжения двухфазной обмотки с одним витком в фазе.

Тогда обе фазы в точке m возбуждают результирующее магнитное напряжение

$$F'_p = F'_P + F'_Q = 2A_1 \underline{/\omega t - \varphi}\,.$$

Это значение отвечает составляющей согласного направления с основной гармоникой магнитного напряжения одного полюса, индуктированного одной катушкой в каждой фазе. У двухфазной обмотки, имеющей $2p$ полюсов и q пазов на полюс и фазу, напряжение будет

$$F' = 2pq\kappa \,.\, 2A_1 \underline{/\omega t - \varphi}\,.$$

Подставим в это выражение из формулы (20-4) значение $A_1 = (1/\pi)\, n_1 I \sqrt{2}$ и число витков одной фазы $N = pqn$, и получим

$$F' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 2N\kappa I \underline{/\omega t - \varphi}\,.$$

Справедливость этой формулы для двухфазной обмотки можно распространить на любую m-фазную обмотку, если в формуле вместо двойки взять число m. Тогда формула для общего случая будет иметь вид

$$F' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mN\kappa I \underline{/\omega t - \varphi}\,. \qquad (20\text{-}9)$$

Эти соображения остаются в силе для любой гармоники согласного направления порядка ν. Мгновенные магнитные напряжения в обеих катушках остаются неизменными, как и ранее, но отклонение в пространстве точки m относительно осей катушек будет в ν раз больше. Тогда получится

	Мгновенное значение магнитного напряжения	Отклонение в пространстве точки m
в фазе P	$A_\nu \underline{/\omega t}$	$\underline{/-\nu\varphi}$
в фазе Q	$A_\nu \underline{/\omega t - \frac{\pi}{2}}$	$\underline{/\nu\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}$

где A_ν обозначает амплитуду ν-ой гармоники. Фаза P вызывает в точке m составляющую магнитного напряжения

$$F'_{P_\nu} = A_\nu \underline{/\omega t}\, \underline{/-\nu\varphi} = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi}$$

и фаза Q – составляющую

$$F'_{Q_\nu} = A_\nu \underline{/\omega t - \frac{\pi}{2}}\, \underline{/\nu\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)} = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi}\, \underline{/(\nu - 1)\frac{\pi}{2}}.$$

Сумма обеих составляющих дает результирующее магнитное напряжение ν-ой гармоники в точке m

$$F'_{\nu_p} = F'_{P_\nu} + F'_{Q_\nu} = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi}\left[1 + \underline{/(\nu - 1)\frac{\pi}{2}}\right]. \qquad (20\text{-}10)$$

Выражение $1 + \underline{/(\nu - 1)\,.\,\pi/2}$ называется фазным двучленом и его значение может быть равно нулю или двум. Тогда для отдельных гармоник получаются выражения

$$\begin{array}{llllll}
\nu = 1 & F'_1 = A_1 & \underline{/\omega t - \varphi} & [1 + \underline{/0}] & = 2A_1\underline{/\omega t - \varphi}, \\
\nu = 3 & F'_3 = A_3 & \underline{/\omega t - 3\varphi} & [1 + \underline{/\pi}] & = 0, \\
\nu = 5 & F'_5 = A_5 & \underline{/\omega t - 5\varphi} & [1 + \underline{/2\pi}] & = 2A_5\underline{/\omega t - 5\varphi}, \\
\nu = 7 & F'_7 = A_7 & \underline{/\omega t - 7\varphi} & [1 + \underline{/3\pi}] & = 0, \\
\nu = 9 & F'_9 = A_9 & \underline{/\omega t - 9\varphi} & [1 + \underline{/4\pi}] & = 2A_9\underline{/\omega t - 9\varphi}, \\
\nu = 11 & F'_{11} = A_{11} & \underline{/\omega t - 11\varphi} & [1 + \underline{/5\pi}] & = 0,
\end{array}$$

и т. д.

Составляющие порядка $(4n - 1)$, где n является любым целым числом, уничтожаются.

Аналогично найдем и обратные составляющие. Векторы времени магнитных напряжений обеих катушек остаются такими же, как и ранее, но отклонение точки m в пространстве относительно обеих осей катушек будет отрицательное (рис. 20-3в).

Для ν-ой гармоники найдем

	Мгновенное значение магнитного напряжения	Отклонение в пространстве точки m
в фазе P	$B_\nu \underline{/\omega t}$	$\underline{/\nu\varphi}$
в фазе Q	$B_\nu \underline{/\omega t - \frac{\pi}{2}}$	$\underline{/-\nu\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)}$

тогда обратные составляющие магнитных напряжений в точке m будут

$$F''_{P_\nu} = B_\nu \underline{/\omega t}\, \underline{/\nu\varphi} = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi},$$

$$F''_{Q_\nu} = B_\nu \underline{/\omega t - \frac{\pi}{2}}\, \underline{/-\nu\left(\frac{\pi}{2} - \varphi\right)} = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi}\, \underline{/-(\nu+1)\frac{\pi}{2}}.$$

Результирующая составляющая обратного направления ν-ой гармоники обеих фаз в точке m получится из суммы

$$F''_{\nu_p} = F''_{P_\nu} + F''_{Q_\nu} = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi}\left[1 + \underline{/-(\nu+1)\frac{\pi}{2}}\right], \tag{20-11}$$

где выражение $[1 + \underline{/-(\nu+1)\pi/2}]$ является и здесь фазным двучленом, значение которого равняется нулю или двум. Составим таблицу отдельных гармоник

$$
\begin{aligned}
\nu &= 1 & F''_1 &= B_1 \underline{/\omega t + \varphi}\ [1 + \underline{/-\pi}] = 0,\\
\nu &= 3 & F''_3 &= B_3 \underline{/\omega t + 3\varphi}\ [1 + \underline{/-2\pi}] = 2B_3 \underline{/\omega t + 3\varphi},\\
\nu &= 5 & F''_5 &= B_5 \underline{/\omega t + 5\varphi}\ [1 + \underline{/-3\pi}] = 0,\\
\nu &= 7 & F''_7 &= B_7 \underline{/\omega t + 7\varphi}\ [1 + \underline{/-4\pi}] = 2B_7 \underline{/\omega t + 7\varphi},\\
\nu &= 9 & F''_9 &= B_9 \underline{/\omega t + 9\varphi}\ [1 + \underline{/-5\pi}] = 0,\\
\nu &= 11 & F''_{11} &= B_{11} \underline{/\omega t + 11\varphi}\ [1 + \underline{/-6\pi}] = 2B_{12} \underline{/\omega t + 11\varphi}
\end{aligned}
$$

и т. д.

Составляющие порядка $(4n + 1)$ уничтожаются; причем n — любое целое число.

Если объединим составляющие согласного и обратного направления в ряд, то выражение для магнитного напряжения на полюс будет иметь вид

$$F_p = 2[A_1 \underline{/\omega t - \varphi} + A_5 \underline{/\omega t - 5\varphi} + A_9 \underline{/\omega t - 9\varphi} + \ldots$$
$$+ B_3 \underline{/\omega t + 3\varphi} + B_7 \underline{/\omega t + 7\varphi} + B_{11} \underline{/\omega t + 11\varphi} + \ldots].$$

где двойка перед скобкой отвечает числу фаз $m = 2$. Подставим далее вычисленные нами значения амплитуд составляющих согласного направления и получим

$$A_1 = \frac{1}{\pi} n_1 I \sqrt{2}, \quad A_5 = \frac{1}{5\pi} n_1 I \sqrt{2}, \quad A_9 = \frac{1}{9\pi} n_1 I \sqrt{2},$$

аналогично поступаем и для обратных составляющих

$$B_3 = -\frac{1}{3\pi} n_1 I \sqrt{2}, \quad B_7 = -\frac{1}{7\pi} n_1 I \sqrt{2}, \quad B_{11} = -\frac{1}{11\pi} n_1 I \sqrt{2},$$

Таким образом получится результирующее магнитное напряжение на один полюс

$$F_p = \frac{2n_1 I \sqrt{2}}{\pi} \left[\underline{/\omega t - \varphi} - \tfrac{1}{3}\underline{/\omega t + 3\varphi} + \tfrac{1}{5}\underline{/\omega t - 5\varphi} - \right.$$
$$\left. - \tfrac{1}{7}\underline{/\omega t + 7\varphi} + \tfrac{1}{9}\underline{/\omega t - 9\varphi} - \tfrac{1}{11}\underline{/\omega t + 11\varphi} + \ldots\right].$$

При рассмотрении обмотки с $2p$ полюсами и q пазами на полюс и фазу необходимо учитывать, что магнитные напряжения отдельных катушек геометрически складываются и потому для каждой гармоники необходимо ввести соответствующий обмоточный коэффициент κ_ν. Если помимо этого число витков в одной фазе обозначить через $N = pqn_1$, то для магнитного напряжения двухфазной обмотки можно написать ряд в виде:

$$F = 2\frac{2\sqrt{2}}{\pi} NI \left[\kappa \underline{/\omega t - \varphi} - \frac{\kappa_3}{3}\underline{/\omega t + 3\varphi} + \frac{\kappa_5}{5}\underline{/\omega t - 5\varphi} - \frac{\kappa_7}{7}\underline{/\omega t + 7\varphi} + \right.$$
$$\left. + \frac{\kappa_9}{9}\underline{/\omega t - 9\varphi} - \frac{\kappa_{11}}{11}\underline{/\omega t + 11\varphi} + \ldots\right]. \qquad (20\text{-}12)$$

Этот ряд состоит из комплексных членов, которые можно по теореме Муавра разложить на действительные и мнимые части. Действительная часть ряда (20-12) имеет вид

$$F_r = 2\frac{2\sqrt{2}}{\pi} NI \left[\kappa \cos(\omega t - \varphi) - \frac{\kappa_3}{3}\cos(\omega t + 3\varphi) + \frac{\kappa_5}{5}\cos(\omega t - 5\varphi) - \right.$$
$$\left. - \frac{\kappa_7}{7}\cos(\omega t - 7\varphi) + \frac{\kappa_9}{9}\cos(\omega t - 9\varphi) - \frac{\kappa_{11}}{11}\cos(\omega t + 11\varphi) + \ldots\right]$$

и мнимая —

$$F_i = 2\frac{2\sqrt{2}}{\pi} NI \left[\kappa \sin(\omega t - \varphi) - \frac{\kappa_3}{3}\sin(\omega t + 3\varphi) + \frac{\kappa_5}{5}\sin(\omega t - 5\varphi) - \right.$$
$$\left. - \frac{\kappa_7}{7}\sin(\omega t + 7\varphi) + \frac{\kappa_9}{9}\sin(\omega t - 9\varphi) - \frac{\kappa_{11}}{11}\sin(\omega t + 11\varphi) + \ldots\right].$$

В заключение отметим, что иногда требуется определить направление вращения и соответствующий знак у некоторого члена ряда, представляющего магнитное напряжение. У двухфазных обмоток применяется для этого следующее правило:

У гармоники порядка

$\nu = 1 = 0.4 + 1$ основная гармоника имеет согласное направление вращения и положительный знак;

$\nu = 3 = 1.4 - 1$ третья гармоника имеет обратное направление вращения и отрицательный знак;

$\nu = 5 = 1.4 + 1$ пятая гармоника имеет согласное направление вращения и положительный знак и т. д.

В общем случае, направление вращения ν-ой гармоники и ее знак можно определить по знаку у единицы в формуле, выражающей порядок гармоники

$$\nu = 4n \pm 1 ,$$

где n является целым числом. Если в этой формуле единица положительная, то соответствующая гармоника имеет положительный знак и согласное направление вращения и наоборот, если единица отрицательная, то соответствующая гармоника будет иметь отрицательный знак и обратное направление вращения.

γ) Трехфазные обмотки

Аналогичный способ можно применить и при исследовании магнитного напряжения трехфазной обмотки. И здесь будем рассматривать наиболее простой случай двухполюсной машины, на окружности статора которой посередине каждой полюсно-фазной группы находится одна катушка с n_1 витками. Каждая сторона катушки лежит в одном пазу (рис. 20-4). Плоскости катушек образуют между собою углы $2\pi/3$. В катушке $X - X'$ первой фазы проходит ток мгновенного значения $i_X = I\sqrt{2}\,\underline{/\omega t}$, в катушке $Y - Y'$ второй фазы — ток $i_Y = I\sqrt{2}\,\underline{/\omega t - 2\pi/3}$ и наконец, в катушке $Z - Z'$ третьей фазы — ток $i_Z = I\sqrt{2}\,\underline{/\omega t + 2\pi/3}$ (рис. 20-4а). И здесь выберем на окружности якоря любую точку m и определим в ней величину результирующего магнитного напряжения. Рассматриваемая точка в пространстве отклонена от оси катушки $X - X'$ на угол $- \varphi$. Магнитное напряжение отдельных катушек имеет вид прямоугольников. Разложим их на вращающиеся составляющие отдельных гармоник. Рассмотрим сначала согласную составляющую основной гармоники с амплитудой A_1 (рис. 20-4б). Мгновенное значение магнитного напряжения в катушке $X - X'$ будет $A_1\,\underline{/\omega t}$. Так как точка m в пространстве отклонена от оси катуш-

ки O_X на угол $-\varphi$, то на нее оказывает влияние мгновенное магнитное напряжение от фазы X

$$F'_X = A_1 \underline{/\omega t} \underline{/-\varphi} = A_1 \underline{/\omega t - \varphi}.$$

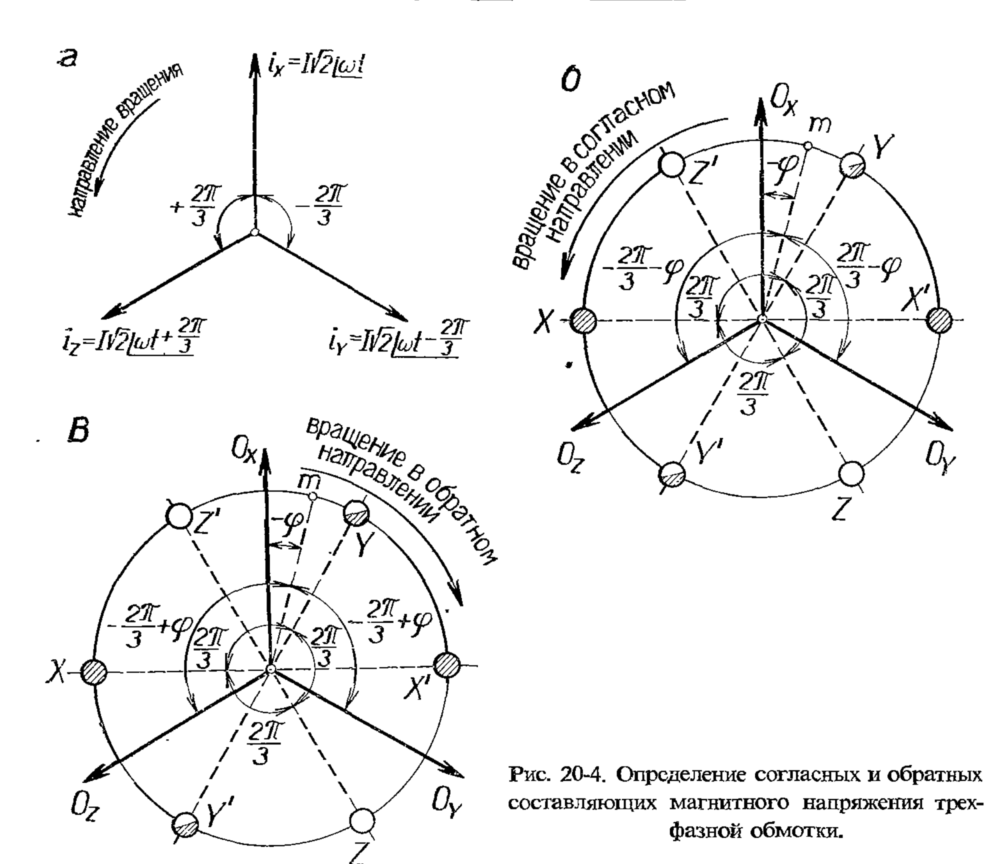


Рис. 20-4. Определение согласных и обратных составляющих магнитного напряжения трехфазной обмотки.

Аналогично, в катушке $Y - Y'$ мгновенное значение магнитнго напряжения основной гармоники будет $A_1 \underline{/\omega t - 2\pi/3}$ и точка m в пространстве отклонена от оси O_Y этой катушки на угол $(2\pi/3 - \varphi)$. Тогда в точке m получим магнитное напряжение от фазы Y:

$$F'_Y = A_1 \underline{/\omega t - \frac{2\pi}{3}} \underline{/\frac{2\pi}{3} - \varphi} = A_1 \underline{/\omega t - \varphi}.$$

И наконец, в катушке $Z - Z'$ мгновенное значение магнитного напряжения будет $A_1 \underline{/\omega t + 2\pi/3}$. А так как точка m в пространстве отклонена от оси O_Z на угол $(-2\pi/3 - \varphi)$, то магнитное напряжение от фазы Z в этой точке будет

$$F'_Z = A_1 \underline{/\omega t + \frac{2\pi}{3}} \underline{/-\frac{2\pi}{3} - \varphi} = A_1 \underline{/\omega t - \varphi}.$$

От одновременного воздействия всех трех фаз в точке m создается результирующие магнитное напряжение

$$F'_p = F'_X + F'_Y + F'_Z = 3A_1 \underline{/\omega t - \varphi} = \frac{3}{\pi} n_1 I \sqrt{2} \underline{/\omega t - \varphi}.$$

Это выражение представляет согласную составляющую основной гармоники магнитного напряжения на полюс и одну катушку в каждой фазе. Для q пазов на полюс и фазу одному полюсу будет отвечать магнитное напряжение

$$F_p = \frac{3}{\pi} \kappa q n_1 I \sqrt{2} \underline{/\omega t - \varphi}.$$

У машины с $2p$ полюсами число витков в фазе будет $N = pqn_1$ и соответствующее магнитное напряжение

$$F_1 = 3 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} N\kappa I \underline{/\omega t - \varphi}. \tag{20-13}$$

Коэффициент 3 в этом уравнении выражает число фаз $m = 3$. Это выражение тождественно уравнению для общего случая

$$F_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mN\kappa I \underline{/\omega t - \varphi}, \tag{20-13'}$$

где $m = 3$.

Наши соображения распространим на любую гармонику ν-ого порядка. Векторы времени магнитных напряжений отдельных фаз остаются неизменными, но отклонения в пространстве точки m относительно осей отдельных катушек будут в ν раз больше. Тогда имеется:

Для фазы	Вектор времени	Отклонение в пространстве
X	$A_\nu \underline{/\omega t}$	$\underline{/-\nu\varphi}$
Y	$A_\nu \underline{/\omega t - \frac{2\pi}{3}}$	$\underline{/\nu\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi\right)}$
Z	$A_\nu \underline{/\omega t + \frac{2\pi}{3}}$	$\underline{/\nu\left(-\frac{2\pi}{3} - \varphi\right)}$

Тогда отдельные фазы возбуждают в точке m составляющие магнитных напряжений

$$F'_X = A_\nu \underline{/\omega t} \underline{/-\nu\varphi} = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi},$$

$$F'_Y = A_\nu \underline{/\omega t - \frac{2\pi}{3}} \underline{/\nu\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi\right)} = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi + (\nu - 1)\frac{2\pi}{3}},$$

$$F'_Z = A_\nu \underline{/\omega t + \frac{2\pi}{3}} \underline{/-\nu\left(\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)} = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi - (\nu - 1)\frac{2\pi}{3}}.$$

Результирующая составляющая магнитного напряжения согласно направления в точке m для $q = 1$ будет равняться

$$F'_\nu = F'_X + F'_Y + F'_Z = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi}\left[1 + \underline{/(\nu - 1)\frac{2\pi}{3}} + \underline{/-(\nu - 1)\frac{2\pi}{3}}\right]. \quad (20\text{-}14)$$

Выражение в скобках является „фазным трехчленом“. Для отдельных членов гармоники его значение равняется нулю или трем. Составим выражения для магнитных напряжений отдельных гармоник:

$$\nu = 1 \quad F'_1 = A_1 \underline{/\omega t - \varphi} \quad [1 + 1 + 1] = 3A_1 \underline{/\omega t - \varphi},$$

$$\nu = 3 \quad F'_3 = A_3 \underline{/\omega t - 3\varphi} \left[1 + \underline{/\frac{4\pi}{3}} + \underline{/-\frac{4\pi}{3}}\right] = 0,$$

$$\nu = 5 \quad F'_5 = A_5 \underline{/\omega t - 5\varphi} \left[1 + \underline{/\frac{8\pi}{3}} + \underline{/-\frac{8\pi}{3}}\right] = 0,$$

$$\nu = 7 \quad F'_7 = A_7 \underline{/\omega t - 7\varphi} \quad [1 + \underline{/4\pi} + \underline{/-4\pi}] = 3A_7 \underline{/\omega t - 7\varphi},$$

$$\nu = 9 \quad F'_9 = A_9 \underline{/\omega t - 9\varphi} \left[1 + \underline{/\frac{16\pi}{3}} + \underline{/-\frac{16\pi}{3}}\right] = 0,$$

$$\nu = 11 \quad F'_{11} = A_{11} \underline{/\omega t - 11\varphi} \left[1 + \underline{/\frac{20\pi}{3}} + \underline{/-\frac{20\pi}{3}}\right] = 0$$

и т. д.

Из этого видно, что гармоники третьего порядка и порядка кратного трем уничтожаются, а также и те, у которых порядок отвечает $\nu = (6n - 1)$, где n является целым числом. У полюсно-фазной группы в фазном трехчлене получим три вектора взаимно смещенных на 120°, а именно для третьей, пятой, девятой, одиннадцатой и т. д. гармоник; вследстви чего они взаимно уничтожаются и из результирующая равна нулю.

Аналогично проанализируем и составляющие обратного направления (рис. 20-4в). Векторы времени магнитных напряжений отдельных фаз остаются неизменными, однако отклонения точки m в пространстве от осей катушек будут отрицательные. При рассмотрении ν-ой гармоники найдем:

Для фазы	Вектор времени	Отклонение в пространстве
X	$B_\nu \underline{/\omega t}$	$\underline{/\nu\varphi}$
Y	$B_\nu \underline{\Big/\omega t - \frac{2\pi}{3}}$	$\underline{\Big/\nu\left(-\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)}$
Z	$B_\nu \underline{\Big/\omega t + \frac{2\pi}{3}}$	$\underline{\Big/\nu\left(\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)}$

В точке m действую обратные составляющие магнитных напряжений

$$F''_X = B_\nu \underline{/\omega t}\,\underline{/\nu\varphi} = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi},$$

$$F''_Y = B_\nu \underline{\Big/\omega t - \frac{2\pi}{3}}\,\underline{\Big/\nu\left(-\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)} = B_\nu \underline{\Big/\omega t + \nu\varphi - (\nu + 1)\frac{2\pi}{3}},$$

$$F''_Z = B_\nu \underline{\Big/\omega t + \frac{2\pi}{3}}\,\underline{\Big/\nu\left(\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)} = B_\nu \underline{\Big/\omega t + \nu\varphi + (\nu + 1)\frac{2\pi}{3}}.$$

После сложения результирующая обратная составляющая в точке m будет

$$F''_\nu = F''_X + F''_Y + F''_Z = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi}\left[1 + \underline{\Big/-(\nu + 1)\frac{2\pi}{3}} + \underline{\Big/(\nu + 1)\frac{2\pi}{3}}\right],$$

причем и здесь выражение $[1 + \underline{/-(\nu + 1)\,2\pi/3} + \underline{/(\nu + 1)\,2\pi/3}]$ является фазным трехчленом обратных составляющих, который равняется нулю или трем.

Для отдельных гармоник получим

$$\nu = 1, \quad F''_1 = B_1 \underline{/\omega t + \varphi}\left[1 + \underline{\Big/-\frac{4\pi}{3}} + \underline{\Big/\frac{4\pi}{3}}\right] = 0,$$

$$\nu = 3, \quad F''_3 = B_3 \underline{/\omega t + 3\varphi}\left[1 + \underline{\Big/-\frac{8\pi}{3}} + \underline{\Big/\frac{8\pi}{3}}\right] = 0,$$

$$\nu = 5, \quad F''_5 = B_5 \underline{/\omega t + 5\varphi}\,[1 + \underline{/-4\pi} + \underline{/4\pi}] = 3B_5 \underline{/\omega t + 5\varphi},$$

$$\nu = 7, \quad F''_7 = B_7 \underline{/\omega t + 7\varphi}\left[1 + \underline{\Big/-\frac{16\pi}{3}} + \underline{\Big/\frac{16\pi}{3}}\right] = 0,$$

$$\nu = 9, \quad F''_9 = B_9 \underline{/\omega t + 9\varphi}\left[1 + \underline{\Big/-\frac{20\pi}{3}} + \underline{\Big/\frac{20\pi}{3}}\right] = 0,$$

$$\nu = 11, \quad F''_{11} = B_{11} \underline{/\omega t + 11\varphi}\,[1 + \underline{/-8\pi} + \underline{/8\pi}] = 3B_{11} \underline{/\omega t + 11\varphi},$$

и. т. д.

Третья и кратные трем гармоники и здесь уничтожатся, а также и гармоники порядка $\nu = (6n + 1)$, где n — целое число.

Магнитное напряжение на один полюс на основании этих результатов дается выражением

$$F_p = F'_\nu + F''_\nu = 3[A_1 \underline{/\omega t - \varphi} + A_7 \underline{/\omega t - 7\varphi} + \ldots + B_5 \underline{/\omega t + 5\varphi} + \\ + B_{11} \underline{/\omega t + 11\varphi} + \ldots].$$

Для отдельных амплитуд возьмем выражения из формул (20-4) и (20-6) и получим

$$A_1 = \frac{1}{\pi} n_1 I \sqrt{2}, \quad A_7 = -\frac{1}{7\pi} n_1 I \sqrt{2}$$

$$B_5 = \frac{1}{5\pi} n_1 I \sqrt{2}, \quad B_{11} = -\frac{1}{11\pi} n_1 I \sqrt{2}$$

и таким образом получим выражение

$$F_p = 3 \frac{n_1 I \sqrt{2}}{\pi} [\underline{/\omega t - \varphi} + \tfrac{1}{5} \underline{/\omega t + 5\varphi} - \tfrac{1}{7} \underline{/\omega t - 7\varphi} - \tfrac{1}{11} \underline{/\omega t + 11\varphi} + \ldots].$$

У машины с $2p$ полюсами и q пазами на полюс и фазу число витков на фазу будет $N = pqn_1$, так что магнитное напряжение машины будет

$$F = 3 \frac{2\sqrt{2}}{\pi} NI \left[\kappa \underline{/\omega t - \varphi} + \frac{\kappa_5}{5} \underline{/\omega t + 5\varphi} - \frac{\kappa_7}{7} \underline{/\omega t - 7\varphi} - \\ - \frac{\kappa_{11}}{11} \underline{/\omega t + 11\varphi} + \ldots \right]. \quad (20\text{-}15)$$

Коэффициент 3 у этого ряда следует из фазного многочлена и отвечает числу фаз обмотки $m = 3$. Если применить теорему Муавра, то комплексные члены ряда (20-15), характеризующие магнитные напряжения отдельных гармоник, можно разложить на действительные члены, отвечающие членам с косинусом

$$F_r = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3NI \left[\kappa \cos(\omega t - \varphi) + \frac{\kappa_5}{5} \cos(\omega t + 5\varphi) - \frac{\kappa_7}{7} \cos(\omega t - 7\varphi) - \\ - \frac{\kappa_{11}}{11} \cos(\omega t + 11\varphi) + \ldots \right]$$

и на мнимые члены, отвечающие членам ряда с синусом

$$F_i = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3NI \left[\kappa \sin(\omega t - \varphi) + \frac{\kappa_5}{5} \sin(\omega t + 5\varphi) - \frac{\kappa_7}{7} \sin(\omega t - 7\varphi) - \\ - \frac{\kappa_{11}}{11} \sin(\omega t + 11\varphi) + \ldots \right].$$

Аналогично, как у двухфазных обмоток, так и для трехфазных обмоток для нахождения гармоник магнитного напряжения применяется подобное правило:

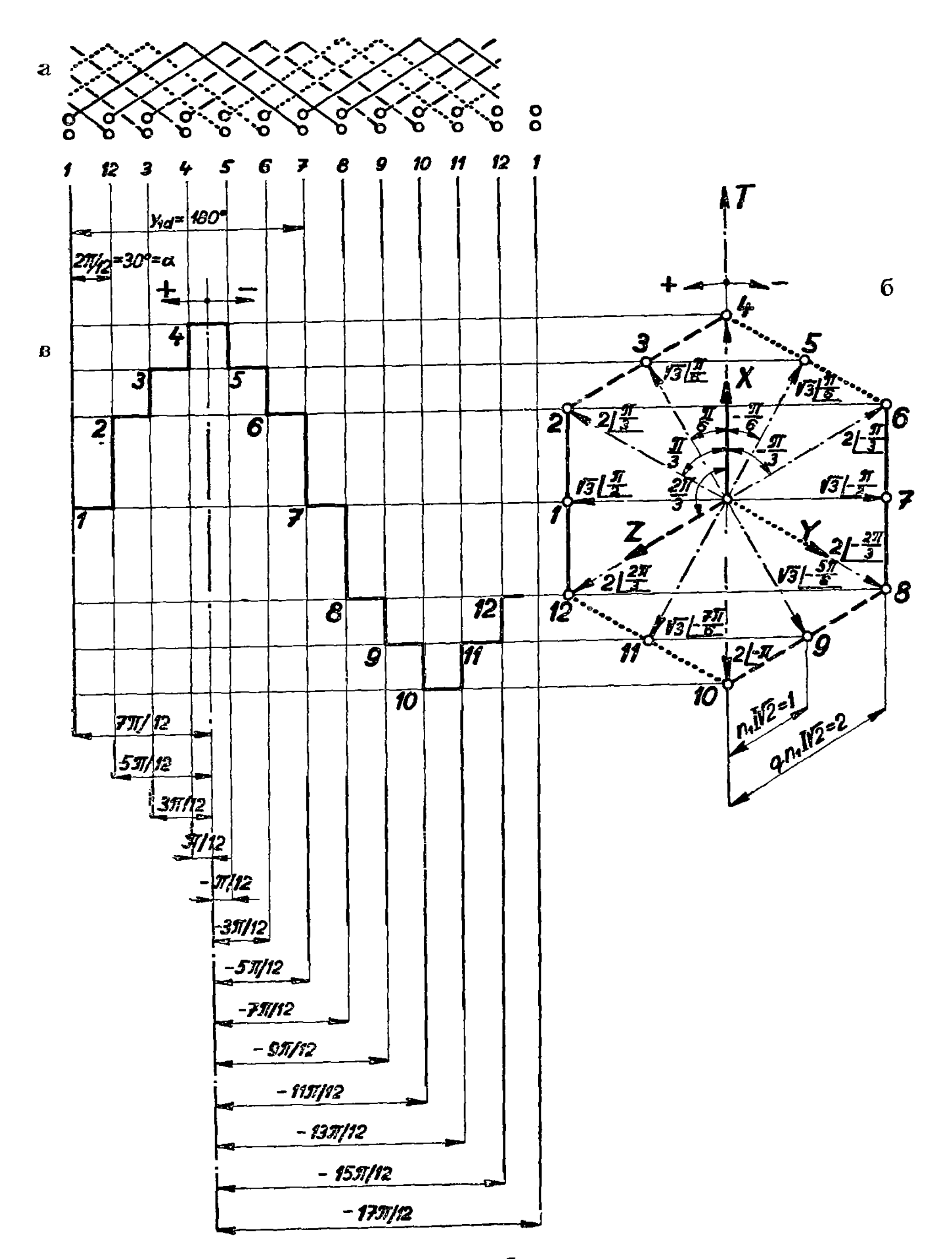


Рис. 20-5. Определение полярных координат зубцовых точек и пределов интеграла при двумерном исследовании диаграммы Гёргеса.

Для гармоники порядка:

$\nu = 1 = 0.3 + 1$ основная гармоника имеет согласное направление вращения и положительный знак,

$\nu = 3 = 1.3 + 0$ гармоника уничтожается,

$\nu = 5 = 2.3 - 1$ гармоника имеет обратное направление вращения и положителный знак,

$\nu = 7 = 2.3 + 1$ седьмая гармоника имеет согласное направление вращения и отрицательный знак,

$\nu = 9 = 3.3 + 0$ гармоника уничтожается,

$\nu = 11 = 4.3 - 1$ одиннадцатая гармоника имеет обратное направление вращения и отрицательный знак,

$\nu = 13 = 4.3 + 1$ тринадцатая гармоника имеет согласное направление вращения и положительный знак.

Направление вращения отдельных гармоник следует из выражения $\nu = 3n \pm 1$ и $\nu = 3n$. В первом случае, когда единица положительная, направление вращения является согласным и, наоборот, когда единица отрицательная, направление вращения обратное. Во втором случае, когда единица исчезнет, соответствующая гармоника совершенно уничтожается. Знак определенной гармоники дается выражением $\nu = 4n \pm 1$. Если единица положительная, то член соответствующей гармоники тоже положительный и наоборот, если единица отрицательная, то и соответствующий член отрицательный.

б) Косвенный метод исследования

Анализ гармоник магнитных напряжений многофазных обмоток переменного тока может быть осуществлен и косвенным путем, на основании диаграммы магнитных напряжений (диаграмма Гёргеса).

α) Для объяснения такого метода, возьмем простую трехфазную обмотку с полным шагом и целым числом пазов на полюс и фазу, у которой

$$p = 1\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 2\,, \quad N_d = 12\,, \quad y_d = Q = 6\,.$$

Схема обмотки показана на рис. 20-5а. Диаграмма магнитных напряжений имеет вид правильного шестиугольника (рис. 20-5б), у которого номера характеризуют магнитные напряжения под отдельными зубцами. Предположим, что прямая времени T совпадает с вектором фазы X (рис. 20-5б). Найдем теперь положение зубцовых точек в полярных координатах пространства Гаусса относительно этой прямой времени:

точка $1 \ldots \sqrt{3}\,\underline{/\frac{\pi}{2}}$, точка $7 \ldots \sqrt{3}\,\underline{/-\frac{\pi}{2}}$,

$2 \ldots 2\,\underline{/\frac{\pi}{3}}$, $8 \ldots 2\,\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

$3 \ldots \sqrt{3}\,\underline{/\tfrac{\pi}{6}}$, $\quad 9 \ldots \sqrt{3}\,\underline{/-\tfrac{5\pi}{6}}$,

$4 \ldots 2\underline{/0}$, $\quad 10 \ldots 2\underline{/-\pi}$,

$5 \ldots \sqrt{3}\,\underline{/-\tfrac{\pi}{6}}$, $\quad 11 \ldots \sqrt{3}\,\underline{/-\tfrac{7\pi}{6}}$,

$6 \ldots 2\,\underline{/-\tfrac{\pi}{3}}$, $\quad 12 \ldots 2\,\underline{/\tfrac{2\pi}{3}}$.

Как уже было сказано, диаграмма магнитных напряжений дана правильным шестиугольником, из чего следует, что магнитное напряжение содержит сплошь нечетные гармоники и в нем полностью отсутствуют субгармоники, так как диаграмма просто замыкается. Тогда амплитуды согласного направления можно определить из выражения (2-3):

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(\varphi)\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi$$

и амплитуды обратного направления из выражения (2-5)

$$B_\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} f(\varphi)\,\underline{/\nu\varphi}\,d\varphi\,.$$

Из первого выражения найдем составляющие согласного направления:

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi}\Bigg[\sqrt{3}\,\underline{/\tfrac{\pi}{2}}\int_{5\pi/12}^{7\pi/12}\underset{1}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + 2\,\underline{/\tfrac{\pi}{3}}\int_{3\pi/12}^{5\pi/12}\underset{2}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+\sqrt{3}\,\underline{/\tfrac{\pi}{6}}\int_{\pi/12}^{3\pi/12}\underset{3}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + 2\int_{-\pi/12}^{\pi/12}\underset{4}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + \sqrt{3}\,\underline{/-\tfrac{\pi}{6}}\int_{-3\pi/12}^{-\pi/12}\underset{5}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+2\,\underline{/-\tfrac{\pi}{3}}\int_{-5\pi/12}^{-3\pi/12}\underset{6}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + \sqrt{3}\,\underline{/-\tfrac{\pi}{2}}\int_{-7\pi/12}^{-5\pi/12}\underset{7}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+2\,\underline{/-\tfrac{2\pi}{3}}\int_{-9\pi/12}^{-7\pi/12}\underset{8}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + \sqrt{3}\,\underline{/-\tfrac{5\pi}{6}}\int_{-11\pi/12}^{-9\pi/12}\underset{9}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+2\,\underline{/-\pi}\int_{-13\pi/12}^{-11\pi/12}\underset{10}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + \sqrt{3}\,\underline{/-\tfrac{7\pi}{6}}\int_{-15\pi/12}^{-13\pi/12}\underset{11}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+2\,\underline{/\tfrac{2\pi}{3}}\int_{-17\pi/12}^{-15\pi/12}\underset{12}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi\Bigg].$$

В скобках правой части выражения находятся интегралы вида

$$\int \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi = \frac{j}{\nu}\,\underline{/-\nu\varphi}$$

и если при интегрировании объединить каждые две диаметрально противоположные точки, то получим

$$\mathbf{1}+\mathbf{7}=\frac{j}{\nu}\left[\sqrt{3}\,\underline{/\frac{\pi}{2}}\left(\underline{/-\nu\frac{7\pi}{12}}-\underline{/-\nu\frac{5\pi}{12}}\right)+\sqrt{3}\,\underline{/-\frac{\pi}{2}}\left(\underline{/\nu\frac{5\pi}{12}}-\underline{/\nu\frac{7\pi}{12}}\right)\right]=$$

$$=-\frac{\sqrt{3}}{\nu}\left[\underline{/-\nu\frac{6\pi}{12}}\left(\underline{/-\nu\frac{\pi}{12}}-\underline{/\nu\frac{\pi}{12}}\right)-\underline{/\nu\frac{6\pi}{12}}\left(\underline{/-\nu\frac{\pi}{12}}-\underline{/\nu\frac{\pi}{12}}\right)\right].$$

А так как имеет место

$$\underline{/-\nu\frac{\pi}{12}}-\underline{/\nu\frac{\pi}{12}}=-2j\sin\left(\nu\frac{\pi}{12}\right)$$

а также и

$$\underline{/-\nu\frac{6\pi}{12}}-\underline{/\nu\frac{6\pi}{12}}=-2j\sin\left(\nu\frac{\pi}{2}\right),$$

то после подстановки получим

$$\mathbf{1}+\mathbf{7}=\frac{4\sqrt{3}}{\nu}\sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\frac{\pi\nu}{2}\right).$$

Аналогично имеем

$$\mathbf{2}+\mathbf{8}=\frac{8}{\nu}\sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right)\underline{/(\nu-1)\frac{\pi}{6}},$$

$$\mathbf{3}+\mathbf{9}=\frac{4\sqrt{3}}{\nu}\sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right)\underline{/(\nu-1)\frac{\pi}{3}},$$

$$\mathbf{4}+\mathbf{10}=\frac{8}{\nu}\sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right)\underline{/(\nu-1)\frac{\pi}{2}},$$

$$\mathbf{5}+\mathbf{11}=\frac{4\sqrt{3}}{\nu}\sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right)\underline{/(\nu-1)\frac{2\pi}{3}},$$

$$\mathbf{6}+\mathbf{12}=\frac{8}{\nu}\sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\frac{\nu\pi}{2}\right)\underline{/(\nu-1)\frac{5\pi}{6}}.$$

На основании этих результатов выведем формулу для амплитуд согласных составляющих

$$A_\nu=\frac{2}{\pi\nu}\left[\sqrt{3}+2\underline{/(\nu-1)\frac{\pi}{6}}\right]\left[1+\underline{/(\nu-1)\frac{\pi}{3}}+\underline{/(\nu-1)\frac{2\pi}{3}}\right]\cdot$$

$$\cdot\sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\nu\frac{\pi}{2}\right). \qquad (20\text{-}16)$$

Если вместо ν подставить его отрицательное значение $(-\nu)$, то получим амплитуду составляющих обратного направления

$$B_\nu = -\frac{2}{\pi\nu}\left[\sqrt{3} + 2\,\Big/{-(\nu+1)\frac{\pi}{6}}\right]\left[1 + \Big/{-(\nu+1)\frac{\pi}{3}} + \Big/{-(\nu+1)\frac{2\pi}{3}}\right]\cdot$$
$$\cdot \sin\left(\frac{\nu\pi}{12}\right)\sin\left(\nu\frac{\pi}{2}\right). \qquad (20\text{-}17)$$

Трехчлены в скобках уравнений (20-16) и (20-17) являются фазными многочленами, которые равняются нулю или трем.

Для составляющих согласного направления из уравнения (20-16) следует

$$\nu = 1 \ldots A_1 = \frac{6}{\pi}\cos 15^\circ, \qquad (20\text{-}18)$$
$$\nu = 3 \ldots A_3 = 0,$$
$$\nu = 5 \ldots A_5 = 0,$$
$$\nu = 7 \ldots A_7 = \frac{6}{7\pi}\sin 15^\circ,$$
$$\nu = 9 \ldots A_9 = 0,$$
$$\nu = 11 \ldots A_{11} = 0,$$
$$\nu = 13 \ldots A_{13} = -\frac{6}{13\pi}\cos 15^\circ.$$

и т. д.

Для составляющих обратного направления аналогично из уравнения (20-17) следует

$$\nu = 1 \ldots B_1 = 0, \qquad (20\text{-}19)$$
$$\nu = 3 \ldots B_3 = 0,$$
$$\nu = 5 \ldots B_5 = \frac{6}{5\pi}\sin 15^\circ,$$
$$\nu = 7 \ldots B_7 = 0,$$
$$\nu = 9 \ldots B_9 = 0,$$
$$\nu = 11 \ldots B_{11} = \frac{6}{11\pi}\cos 15^\circ,$$
$$\nu = 13 \ldots B_{13} = 0$$

и т. д.

Если нам известны амплитуды отдельных гармоник на один полюс, то можно составить соответствующий ряд гармоник, выражающий магнитное напряжение обмотки. При том необходимо иметь в виду, что в каждом пазу расположе-

но n_1 проводников, через которые проходит эффективный ток I, и тогда амплитуда объема тока в пазу равняется $n_1 I\sqrt{2}$.

Предположим еще, что машина имеет $2p$ полюсов, q пазов на полюс и фазу и в фазе имеется $N = pqn_1$ витков. Тогда магнитное напряжение обмотки получится путем умножения значения амплитуд согласно (20-18) и (20-19) на произведение $2pn_1 I\sqrt{2}$ и их последующего сложения. После преобразования выведем

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3NI[\cos 15^\circ \underline{/\omega t - \varphi} + \tfrac{1}{5}\sin 15^\circ \underline{/\omega t + 5\varphi} + \tfrac{1}{7}\sin 15^\circ \underline{/\omega t - 7\varphi} + \\ + \tfrac{1}{11}\cos 15^\circ \underline{/\omega t + 11\varphi} - \tfrac{1}{13}\cos 15^\circ \underline{/\omega t - 13\varphi} \ldots]. \qquad (20\text{-}20)$$

Выше было сказано, что знак у отдельных членов этого ряда находится из мнемотехнического правила $v = 4n \pm 1$, где n является целым числом, и знак у единицы дает знак соответствующего члена. Согласно этому правилу члены, отвечающие седьмой и одиннадцатой гармонике, будут иметь отрицательный знак. Если сравнить ряд (20-20) с рядом (20-15), то найдем обмоточные коэффициенты с соответствующими знаками для отдельных гармоник

$$\kappa = \cos 15^\circ$$
$$\kappa_5 = \sin 15^\circ$$
$$\kappa_7 = -\sin 15^\circ$$
$$\kappa_{11} = -\cos 15^\circ$$
$$\kappa_{13} = -\cos 15^\circ$$

и т. д.

Из этого видно, что диаграмма магнитных напряжений точно определяет обмотку с электромагнитной точки зрения.

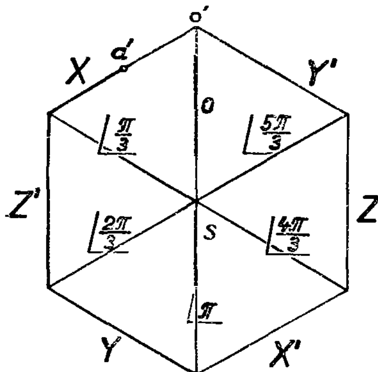


Рис. 20-6. Диаграмма Гёргеса трехфазной обмотки с $q = \infty$.

β) В том случае, когда число пазов на полюс и фазу велико, выше приведенный способ вычисления был бы весьма трудоемким. Тогда решение можно упростить, введя число пазов на полюс и фазу равное $q = \infty$. В таком случае каждая точка диаграммы магнитных напряжений представляет собою бесконечно узкий зубец. Рассмотрим трехфазную обмотку с $m' = 6$ математическими фазами и полным шагом. Любая точка a фазы X на окружности якоря смещена в пространстве относительно начала на угол φ, причем точка o является точкой соприкосновения между фазами X, Y'. В диаграмме магнитных напряжений на рис. 20-6 этим точкам отвечают точки o' и a'.

Пусть радиус $\overline{so'} = 1$, тогда

$$\overline{o'a'} = \frac{m'}{2\pi}\varphi = \frac{3}{\pi}\varphi$$

и положение точки a' относительно центра s будет дано выражением

$$\overline{sa'} = 1 + \frac{3}{\pi}\varphi \underline{\Big/ \frac{2\pi}{3}}.$$

Аналогично можно найти и остальные точки диаграммы. Из симметрии диаграммы на рис. 20-6 следует $A_0 = 0$. Вследствие симметрии диаграммы уничтожаются все четные гармоники, а также и гармоники кратные трем. А так как диаграмма замыкается просто, то магнитное напряжение не содержит и субгармоник. Тогда амплитуда ν-ой гармоники согласного направления равняется

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi}\left\{\int_0^{\pi/3} \underbrace{\left[1 + \frac{3}{\pi}\varphi \underline{\Big/ \frac{2\pi}{3}}\right]}_{X} \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \underbrace{\left[\underline{\Big/ \frac{\pi}{3}} - \frac{3}{\pi}\left(\varphi - \frac{\pi}{3}\right)\right]}_{Z'} \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \right.$$

$$+ \int_{2\pi/3}^{\pi} \underbrace{\left[\underline{\Big/ \frac{2\pi}{3}} + \frac{3}{\pi}\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)\underline{\Big/ - \frac{2\pi}{3}}\right]}_{Y} \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi +$$

$$+ \int_{\pi}^{4\pi/3} \underbrace{\left[-1 + \frac{3}{\pi}(\varphi - \pi)\underline{\Big/ - \frac{\pi}{3}}\right]}_{X'} \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} \left[\underline{\Big/ - \frac{2\pi}{3}} +\right.$$

$$\left. \underbrace{+ \frac{3}{\pi}\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right)\Bigg]}_{Z} \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{5\pi/3}^{2\pi} \underbrace{\left[\underline{\Big/ - \frac{\pi}{3}} + \frac{3}{\pi}\left(\varphi - \frac{5\pi}{3}\right)\underline{\Big/ \frac{\pi}{3}}\right]}_{Y'} \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi\right\}.$$

В этом выражении встречаются интегралы

$$\int \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi = \frac{j}{\nu}\underline{/-\nu\varphi} \quad \text{и} \quad \int \varphi\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi = \frac{1}{\nu}\underline{/-\nu\varphi}\left[j\varphi + \frac{1}{\nu}\right].$$

После интегрирования выражения A_ν, получим

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi}\left\{\underbrace{\left[\frac{j}{\nu}\underline{/-\nu\varphi} + \frac{3}{\pi}\underline{\Big/ \frac{2\pi}{3}}\,\frac{\underline{/-\nu\varphi}}{\nu}\left(j\varphi + \frac{1}{\nu}\right)\right]_0^{\pi/3}}_{X} + \right.$$

$$+ \underbrace{\left[\frac{j}{\nu}\underline{\Big/ \frac{\pi}{3} - \nu\varphi} - \frac{3}{\pi}\,\frac{\underline{/-\nu\varphi}}{\nu}\left(j\varphi + \frac{1}{\nu}\right) + \frac{j}{\nu}\underline{/-\nu\varphi}\right]_{\pi/3}^{2\pi/3}}_{Z'} +$$

$$+ \underbrace{\left[\frac{j}{\nu}\underline{\Big/ \frac{2\pi}{3} - \nu\varphi} + \frac{3}{\pi}\underline{\Big/ - \frac{2\pi}{3}}\,\frac{\underline{/-\nu\varphi}}{\nu}\left(j\varphi + \frac{1}{\nu}\right) - \frac{2j}{\nu}\underline{\Big/ - \frac{2\pi}{3} - \nu\varphi}\right]_{2\pi/3}^{\pi}}_{Y} +$$

$$+\underbrace{\left[-\frac{j}{\nu}\underline{/-\nu\varphi}+\frac{3}{\pi}\underline{/-\frac{\pi}{3}}\,\frac{\underline{/-\nu\varphi}}{\nu}\left(j\varphi+\frac{1}{\nu}\right)-\frac{3j}{\nu}\underline{/-\frac{\pi}{3}-\nu\varphi}\right]_{\pi}^{4\pi/3}}_{X'}+$$

$$+\underbrace{\left[\frac{j}{\nu}\underline{/-\frac{2\pi}{3}-\nu\varphi}+\frac{3}{\pi}\,\frac{\underline{/-\nu\varphi}}{\nu}\left(j\varphi+\frac{1}{\nu}\right)-\frac{4j}{\nu}\underline{/-\nu\varphi}\right]_{4\pi/3}^{5\pi/3}}_{Z}+$$

$$+\underbrace{\left[\frac{j}{\nu}\underline{/-\frac{\pi}{3}-\nu\varphi}+\frac{3}{\pi}\underline{/\frac{\pi}{3}}\,\frac{\underline{/-\nu\varphi}}{\nu}\left(j\varphi+\frac{1}{\nu}\right)-\frac{5j}{\nu}\underline{/\frac{\pi}{3}-\nu\varphi}\right]_{5\pi/3}^{2\pi}}_{Y'}\Bigg\}. \quad (20\text{-}21)$$

В этом выражении объединим двучлены, отвечающие одинаковым пределам интеграла. Так например, пределу интеграла O в выражении X отвечает

$$-\frac{j}{\nu}-\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/\frac{2\pi}{3}} \quad (20\text{-}22)$$

и одновременно, в выражении Y' пределу 2π отвечает

$$\frac{j}{\nu}\underline{/-\frac{\pi}{3}}+\frac{3}{\pi}\,\frac{\underline{/\pi/3}}{\nu}\left(2\pi j+\frac{1}{\nu}\right)-\frac{5j}{\nu}\underline{/\frac{\pi}{3}}. \quad (20\text{-}23)$$

Если выражения (20-22) и (20-23) сложить, то найдем, что

$$-\frac{j}{\nu}+\frac{j}{\nu}\underline{/-\frac{\pi}{3}}+\frac{6j}{\nu}\underline{/\frac{\pi}{3}}-\frac{5j}{\nu}\underline{/\frac{\pi}{3}}=0,$$

и

$$-\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/\frac{2\pi}{3}}+\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/\frac{\pi}{3}}=\frac{3}{\pi\nu^2}. \quad (20\text{-}24)$$

Аналогично объединим выражения, отвечающие пределу интеграла $\pi/3$, и найдем, что эта сумма равняется

$$\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/(1-\nu)\frac{\pi}{3}},$$

и тогда будет

$$\frac{2\pi}{3}\ldots\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/(1-\nu)\frac{2\pi}{3}},$$

$$\pi\ldots\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/(1-\nu)\pi},$$

$$\frac{4\pi}{3}\ldots\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/(1-\nu)\frac{4\pi}{3}},$$

$$\frac{5\pi}{3}\ldots\frac{3}{\pi\nu^2}\underline{/(1-\nu)\frac{5\pi}{3}}.$$

После подстановки в уравнение (20-21) найдем, что амплитуда ν-ой составляющей согласного направления будет

$$A_\nu = \frac{3}{2(\pi\nu)^2}\left[1 + /\underline{(1-\nu)\frac{\pi}{3}} + /\underline{(1-\nu)\frac{2\pi}{3}} + /\underline{(1-\nu)\pi} + \right.$$
$$\left. + /\underline{(1-\nu)\frac{4\pi}{3}} + /\underline{(1-\nu)\frac{5\pi}{3}}\right].$$

Вследствие того, что ν — нечетное число, можно провести дальнейшее упрощение

$$A_\nu = \frac{3}{(\pi\nu)^2}\left[1 + /\underline{(1-\nu)\frac{\pi}{3}} + /\underline{(1-\nu)\frac{2\pi}{3}}\right]. \qquad (20\text{-}25)$$

Выражение в скобках является фазным многочленом, значение которого, в зависимости от порядка ν-ой гармоники, может быть равно нулю или трем. Если в уравнении (20-25) изменить знак у ν-ого порядка, то определим амплитуду ν-ой обратной составляющей

$$B_\nu = \frac{3}{(\pi\nu)^2}\left[1 + /\underline{(1+\nu)\frac{\pi}{3}} + /\underline{(1+\nu)\frac{2\pi}{3}}\right]. \qquad (20\text{-}26)$$

Гармоники согласного направления следуют из уравнения (20-25)

$$\nu = 1,\quad 3,\quad 5,\quad 7,\quad 9,\quad 11,\quad 13,\quad \ldots,$$
$$A_\nu = \left(\frac{3}{\pi}\right)^2,\ 0,\quad 0,\ \left(\frac{3}{7\pi}\right)^2,\ 0,\quad 0,\ \left(\frac{3}{13\pi}\right)^2,\ldots$$

и амплитуды гармоник обратного направления вычисляются из уравнения (20-26)

$$\nu = 1,\quad 3,\quad 5,\quad 7,\quad 9,\quad 11,\quad 13,\quad \ldots.$$
$$B_\nu = 0,\quad 0,\ \left(\frac{3}{5\pi}\right)^2,\ 0,\quad 0,\ \left(\frac{3}{11\pi}\right)^2,\quad 0,\ldots.$$

Если амплитуда фазного объема тока будет $qn_1I\sqrt{2}$, и если обмотка имеет $2p$ полюсов и число витков в фазе $N = pqn_1$, то после преобразования найдем

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\,3NI\,\frac{3}{\pi}\left[/\underline{\omega t - \varphi} + \frac{/\underline{\omega t + 5\varphi}}{5^2} + \frac{/\underline{\omega t - 7\varphi}}{7^2} + \frac{/\underline{\omega t + 11\varphi}}{11^2} + \right.$$
$$\left. + \frac{/\underline{\omega t - 13\varphi}}{13^2} + \ldots\right]. \qquad (20\text{-}27)$$

Из этого ряда могут быть определены и обмоточные коэффициенты отдельных гармоник:

для

$$\nu = 1, \quad \kappa = \frac{3}{\pi} = 0{,}95493,$$

$$\nu = 5, \quad \kappa_5 = \frac{3}{5\pi} = 0{,}19099,$$

$$\nu = 7, \quad \kappa_7 = -\frac{3}{7\pi} = -0{,}13642,$$

$$\nu = 11, \quad \kappa_{11} = -\frac{3}{11\pi} = -0{,}08681,$$

$$\nu = 13, \quad \kappa_{13} = \frac{3}{13\pi} = 0{,}07346$$

и т. д.

Знаки у отдельных гармоник определяются по мнемотехническому правилу $\nu = 4 \pm 1$.

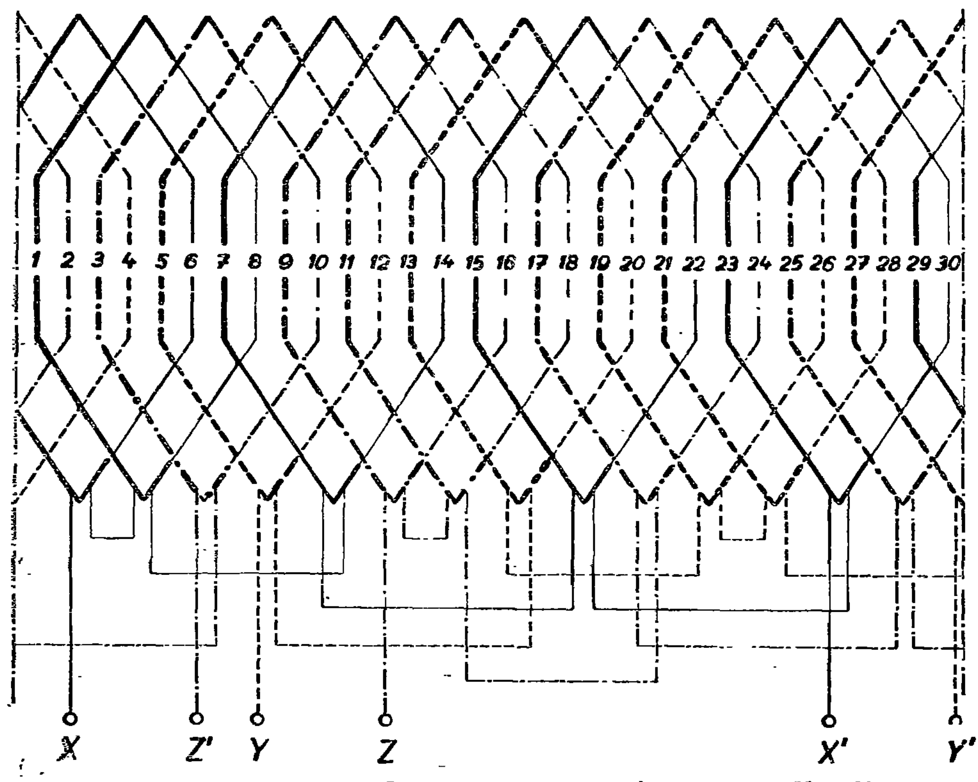


Рис. 20-7. Конструкционная схема обмотки; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $y_{d_1} = 7$.

γ) Рассмотрим еще один случай, когда обмотка содержит вторую субгармонику и соответствующие дробные гармоники. Пусть имеется однослойная трехфазная обмотка с данными:

$$p = 2\,, \quad m = 3\,, \quad m' = 6\,, \quad q = 2{,}5\,, \quad N_d = 30\,, \quad y_{d_1} = 7\,.$$

Схема такой обмотки показана на рис. 20-7, а соответствующая диаграмма магнитных напряжений на рис. 20-8. Как видно, диаграмма замыкается после двух обходов, из чего следует, что магнитное напряжение содержит вторую субгармонику и соответствующие дробные гармоники. Координаты отдельных зубцовых точек в пространстве Гаусса будут:

Рис. 20-8. Диаграмма магнитных напряжений трехфазной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $y_{d_1} = 7$.

точка *1* ... $1 - 2\,\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

2 ... $2 - \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

3 ... 3,

4 ... $2 - \underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

5 ... $1 - 2\,\underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

6 ... $-2\,\underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

7 ... $-\underline{/\frac{2\pi}{3}} + \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

8 ... $2\,\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

точка *16* ... $-2\,\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

17 ... $1 - \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$.

18 ... 2,

19 ... $1 - \underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

20 ... $-2\,\underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

21 ... $-2\,\underline{/\frac{2\pi}{3}} + \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

22 ... $-\underline{/\frac{2\pi}{3}} + 2\,\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

23 ... $3\,\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

$9 \ldots -1 + \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

$10 \ldots -2$,

$11 \ldots -2 + \underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

$12 \ldots -1 + 2\underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

$13 \ldots 3\underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

$14 \ldots 2\underline{/\frac{2\pi}{3}} - \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

$15 \ldots \underline{/\frac{2\pi}{3}} - 2\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$;

$24 \ldots -1 + 2\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

$25 \ldots -2 + \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

$26 \ldots -2$,

$27 \ldots -1 + \underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

$28 \ldots 2\underline{/\frac{2\pi}{3}}$,

$29 \ldots \underline{/\frac{2\pi}{3}} - \underline{/-\frac{2\pi}{3}}$,

$30 \ldots -2\underline{/-\frac{2\pi}{3}}$.

Амплитуды отдельных гармоник определим из уравнений (2-3) и (2-5). Вследствие того, что эта диаграмма является симметричной относительно центра s, будет $A_0 = 0$. Далее, для упрощения, углы будем выражать в градусах. Если положение точки 3 в диаграмме магнитных напряжений (рис. 20-8) считать нулевым, то амплитуды смежных составляющих будут

$$A_\nu = \frac{1}{4\pi}\Bigg[\Bigg[\int_{36^\circ}^{60^\circ}\underset{1}{(1 - 2\underline{/-120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{12^\circ}^{36^\circ}\underset{2}{(2 - \underline{/-120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi +$$

$$+ \int_{-12^\circ}^{12^\circ}\underset{3}{3}\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{-36^\circ}^{-12^\circ}\underset{4}{(2 - \underline{/120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{-60^\circ}^{-36^\circ}\underset{5}{(1 - 2\underline{/120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi +$$

$$+ \int_{-84^\circ}^{-60^\circ}\underset{6}{-2\underline{/120^\circ}}\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{-108^\circ}^{-84^\circ}\underset{7}{(-\underline{/120^\circ} + \underline{/-120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi +$$

$$+ \int_{-132^\circ}^{-108^\circ}\underset{8}{2\underline{/-120^\circ}}\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{-156^\circ}^{-132^\circ}\underset{9}{(-1 + \underline{/-120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi +$$

$$+ \int_{-180^\circ}^{-156^\circ}\underset{10}{-2}\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{-204^\circ}^{-180^\circ}\underset{11}{(-2 + \underline{/120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi +$$

$$+ \int_{-228^\circ}^{-204^\circ}\underset{12}{(-1 + 2\underline{/120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{-252^\circ}^{-228^\circ}\underset{13}{3\underline{/120^\circ}}\,\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi +$$

$$+ \int_{-276^\circ}^{-252^\circ}\underset{14}{(2\underline{/120^\circ} - \underline{/-120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi + \int_{-300^\circ}^{-276^\circ}\underset{15}{(\underline{/120^\circ} - 2\underline{/-120^\circ})}\underline{/-\nu\varphi}\,\mathrm{d}\varphi +$$

$$+\int_{-324^\circ}^{-300^\circ} -2\,\underset{16}{\underline{/-120^\circ}\,\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + \int_{-348^\circ}^{-324^\circ} \underset{17}{\underline{/-120^\circ})}\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi +$$

$$+\int_{-372^\circ}^{-348^\circ} 2\,\underset{18}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + \int_{-396^\circ}^{-372^\circ} (1-\underset{19}{\underline{/120^\circ}})\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{-420^\circ}^{-396^\circ} -2\,\underset{20}{\underline{/120^\circ}\,\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+\int_{-444^\circ}^{-420^\circ} (-2\,\underset{21}{\underline{/120^\circ} + \underline{/-120^\circ}})\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{-468^\circ}^{-444^\circ} (-\underset{22}{\underline{/120^\circ} + 2\,\underline{/-120^\circ}})\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi +$$

$$+\int_{-492^\circ}^{-468^\circ} 3\,\underset{23}{\underline{/-120^\circ}\,\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi + \int_{-516^\circ}^{-492^\circ} (-1+2\,\underset{24}{\underline{/-120^\circ}})\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi +$$

$$+\int_{-540^\circ}^{-516^\circ} (-2+\underset{25}{\underline{/-120^\circ}})\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{-564^\circ}^{-540^\circ} -2\,\underset{26}{\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+\int_{-588^\circ}^{-564^\circ} (-1+\underset{27}{\underline{/120^\circ}})\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{-612^\circ}^{-588^\circ} 2\,\underset{28}{\underline{/120^\circ}\,\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi +$$

$$+\int_{-636^\circ}^{-612^\circ} (\underset{29}{\underline{/120^\circ} - \underline{/-120^\circ}})\,\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \int_{-660^\circ}^{-636^\circ} -2\,\underset{30}{\underline{/-120^\circ}\,\underline{/-\nu\varphi}}\,d\varphi\Big].$$

В скобках и здесь будут интегралы вида

$$\int \underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi = \frac{j}{\nu}\underline{/-\nu\varphi},$$

причем интегралы с одинаковыми пределами объединим. Так например, объединим интегралы в точках *1* и *30*, отвечающие 60° и −660°. Тогда получим

$$(1-2\,\underline{/-120^\circ})\,\frac{j}{\nu}\,\underline{/-\nu 60^\circ} + 2\,\underline{/-120^\circ}\,\frac{j}{\nu}\,\underline{/\nu 660^\circ} = \frac{j}{\nu}\,\underline{/-\nu 60^\circ}.$$

Аналогично объединим и дальнейшие интегралы и в результате получим

$$A_\nu = \frac{j}{4\pi\nu}[\underline{/-\nu 60^\circ} + \underline{/-\nu 36^\circ - 60^\circ} + \underline{/-\nu 12^\circ - 60^\circ} + \underline{/\nu 12^\circ - 120^\circ} +$$
$$+ \underline{/\nu 36^\circ - 120^\circ} + \underline{/\nu 60^\circ - 180^\circ} + \underline{/\nu 84^\circ - 180^\circ} + \underline{/\nu 108^\circ - 180^\circ} +$$
$$+ \underline{/\nu 132^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 156^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 180^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 204^\circ - 300^\circ} +$$
$$+ \underline{/\nu 228^\circ - 300^\circ} + \underline{/\nu 252^\circ - 360^\circ} + \underline{/\nu 276^\circ - 360^\circ} + \underline{/\nu 300^\circ - 420^\circ} +$$
$$+ \underline{/\nu 324^\circ - 420^\circ} + \underline{/\nu 348^\circ - 420^\circ} + \underline{/\nu 372^\circ - 480^\circ} + \underline{/\nu 396^\circ - 480^\circ} +$$
$$+ \underline{/\nu 420^\circ - 480^\circ} + \underline{/\nu 444^\circ - 540^\circ} + \underline{/\nu 468^\circ - 540^\circ} + \underline{/\nu 492^\circ - 600} +^\circ$$
$$+ \underline{/\nu 516^\circ - 600^\circ} + \underline{/\nu 540^\circ - 660^\circ} + \underline{/\nu 564^\circ - 660^\circ} + \underline{/\nu 588^\circ - 660^\circ} +$$
$$+ \underline{/\nu 612^\circ - 720^\circ} + \underline{/\nu 636^\circ - 720^\circ}]. \qquad (20\text{-}28)$$

При дальнейшем преобразовании объединим в скобках шесть членов, аргументы которых увеличиваются на ($\nu 120^\circ$), как например

$$\underline{/-\nu 60^\circ} + \underline{/\nu 60^\circ - 180^\circ} + \underline{/\nu 180^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 300^\circ - 420^\circ} + \underline{/\nu 420^\circ - 480^\circ} +$$
$$+ \underline{/\nu 540^\circ - 660^\circ} = \underline{/-\nu 60^\circ}\,[1 + \underline{/-60^\circ}] + \underline{/\nu 60^\circ}\,[-1 + \underline{/-120^\circ}] +$$
$$+ \underline{/\nu 180^\circ}\,[\underline{/120^\circ} + \underline{/60^\circ}] = \sqrt{3}[\underline{/-\nu 60^\circ - 30^\circ} + \underline{/\nu 60^\circ - 150^\circ} + \underline{/\nu 180^\circ - 270^\circ}].$$

После простого преобразования найдем

$$\sqrt{3}\,\underline{/\nu 60^\circ - 150^\circ}\,[\underline{/(1-\nu)\,120^\circ} + 1 + \underline{/-(1-\nu)\,120^\circ}].$$

Выражение в квадратных скобках является уже известным фазным трехчленом. Объединим аналогично и остальные члены в квадратных скобках уравнения (20-28) и получим

$$A_\nu = \frac{\dot{j}}{4\pi\nu}[\sqrt{3}\,\underline{/\nu 60^\circ - 150^\circ} + 2\,\underline{/\nu 84^\circ - 180^\circ} + 2\,\underline{/\nu 108^\circ - 180^\circ} +$$
$$+ 2\,\underline{/\nu 132^\circ - 240^\circ} + 2\,\underline{/\nu 156^\circ - 240^\circ}]\,[\underline{/(\nu-1)\,120^\circ} + 1 + \underline{/-(\nu-1)\,120^\circ}].$$

Второе выражение в квадратных скобках является фазным трехчленом, величина которого, в зависимости от порядка гармоники, может быть равна нулю или трем. После объединения второго и третьего членов в первых скобках и, аналогично, четвертого и пятого членов, для целых гармоник согласного направления получим выражение

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi\nu}\,[\cos 30^\circ\,\underline{/(\nu-1)\,60^\circ} + 2\cos(\nu 12^\circ)\,(\underline{/\nu 96^\circ - 90^\circ} + \underline{/\nu 144^\circ - 150^\circ})]\,.$$
$$\cdot\,[\underline{/(\nu-1)\,120^\circ} + 1 + \underline{/-(\nu-1)\,120^\circ}].$$

Далее, объединив верзоры в скобках, получим окончательное выражение для целых гармоник согласного направления вращения

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi\nu}[\cos 30^\circ\,\underline{/(\nu-1)\,60^\circ} + 4\cos(\nu 12^\circ)\sin(\nu 24^\circ + 60^\circ)\,\underline{/(\nu-1)\,120^\circ}]\,.$$
$$\cdot\,[\underline{/-(\nu-1)\,120^\circ} + 1 + \underline{/(\nu-1)\,120^\circ}]. \qquad (20\text{-}29)$$

Целые гармоники обратного направления вращения выведем из этого уравнения, подставив вместо ν соответствующие отрицательные значения

$$B_\nu = -\frac{1}{2\pi\nu}[\cos 30^\circ\,\underline{/-(\nu+1)\,60^\circ} + 4\cos(\nu 12^\circ)\sin(60^\circ - \nu 24^\circ)\,\underline{/-(\nu+1)\,120^\circ}]\,.$$
$$\cdot\,[\underline{/-(\nu+1)\,120^\circ} + 1 + \underline{/(\nu+1)\,120^\circ}]. \qquad (20\text{-}30)$$

Дробные гармоники можно вывести из уравнения (20-28), если вместо гармоник порядка ν подставим значения $\nu/2$, предполагая, что ν является нечетным

числом. И тогда для дробных гармоник согласного направления (при $\mu = 2$) имеет место:

$$\begin{aligned} C_{\nu/\mu} = \frac{\mathrm{j}}{2\pi\nu} [&\underline{/-\nu 30^\circ} + \underline{/-\nu 18^\circ - 60^\circ} + \underline{/-\nu 6^\circ - 60^\circ} + \underline{/\nu 6^\circ - 120^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 18^\circ - 120^\circ} + \underline{/\nu 30^\circ - 180^\circ} + \underline{/\nu 42^\circ - 180^\circ} + \underline{/\nu 54^\circ - 180^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 66^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 78^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 90^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 102^\circ - 300^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 114^\circ - 300^\circ} + \underline{/\nu 126^\circ - 360^\circ} + \underline{/\nu 138^\circ - 360^\circ} + \underline{/\nu 150^\circ - 420^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 162^\circ - 420^\circ} + \underline{/\nu 174^\circ - 420^\circ} + \underline{/\nu 186^\circ - 480^\circ} + \underline{/\nu 198^\circ - 480^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 210^\circ - 480^\circ} + \underline{/\nu 222^\circ - 540^\circ} + \underline{/\nu 234^\circ - 540^\circ} + \underline{/\nu 246^\circ - 600^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 258^\circ - 600^\circ} + \underline{/\nu 270^\circ - 660^\circ} + \underline{/\nu 282^\circ - 660^\circ} + \underline{/\nu 294^\circ - 660^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 306^\circ - 720^\circ} + \underline{/\nu 318^\circ - 720^\circ}] . \end{aligned} \qquad (20\text{-}31)$$

Члены в скобках, аргументы которых отличаются друг от друга на угол $\underline{/\nu 60^\circ}$ объединим и при нечетном ν выведем

$$\begin{aligned} &[\underline{/-\nu 30^\circ} + \underline{/\nu 90^\circ - 240^\circ} + \underline{/\nu 210^\circ - 480^\circ}] + [\underline{/\nu 150^\circ - 420^\circ} + \underline{/\nu 270^\circ - 660^\circ} + \\ &+ \underline{/\nu 30^\circ - 180^\circ} = \underline{/\nu 90^\circ + 120^\circ} [\underline{/-(\nu + 1)\, 120^\circ} + 1 + \underline{/(\nu + 1)\, 120^\circ}] + \\ &+ \underline{/-\nu 90^\circ + 60^\circ} [\underline{/-(\nu + 1)\, 120^\circ} + 1 + \underline{/(\nu + 1)]\, 120^\circ} = \\ &= - \underline{/\nu 90^\circ} [\underline{/-(\nu + 1)\, 120^\circ} + 1 + \underline{/(\nu + 1)\, 120^\circ}] . \end{aligned}$$

После объединения опять шести членов с аргументами, отличающимися друг от друга на $\underline{/\nu 60^\circ}$, выведем

$$\begin{aligned} &[\underline{/-\nu 18^\circ - 60^\circ} + \underline{/\nu 102^\circ - 300^\circ} + \underline{/\nu 222^\circ - 540^\circ}] + \\ &+ [\underline{/\nu 162^\circ - 420^\circ} + \underline{/\nu 282^\circ - 660^\circ} + \underline{/\nu 42^\circ - 180^\circ} = \\ &= [\underline{/-\nu 18^\circ - 60^\circ} + \underline{/\nu 102^\circ + 60^\circ} + \underline{/\nu 222^\circ - 180^\circ}] - \\ &- [\underline{/-\nu 18^\circ - 60^\circ} + \underline{/\nu 102^\circ + 60^\circ} + \underline{/\nu 222^\circ - 180^\circ}] = 0 . \end{aligned}$$

Аналогично можно убедиться, что уничтожаются и дальнейшие подобные шестичлены и из уравнения (20-31) выведем дробные гармоники согласного направления (для $\mu = 2$):

$$C_{\nu/\mu} = - \frac{\mathrm{j}}{2\pi\nu} \underline{/\nu 90^\circ} [\underline{/-(\nu + 1)\, 120^\circ} + 1 + \underline{/(\nu + 1)\, 120^\circ}] , \qquad (20\text{-}32)$$

где ν являются нечетными числами.

Если вместо ν подставить соответствующие отрицательные значения ($\mu = 2$), то выведем амплитуды дробных гармоник обратного направления вращения

$$D_{\nu/\mu} = \frac{\mathrm{j}}{2\pi\nu} \underline{/-\nu 90^\circ} [\underline{/(\nu - 1)\, 120^\circ} + 1 + \underline{/-(\nu - 1)\, 120^\circ}] , \qquad (20\text{-}33)$$

и здесь ν являются нечетными числами. На основании уравнений (20-29), (20-30), (20-32) и (20-33) найдем следующие амплитуды отдельных гармоник:

ν	A_ν	B_ν	$C_{\nu/\mu}$	$D_{\nu/\mu}$
1	2,2713	0	0	0,4775
2	0	0,0254	—	—
3	0	0	0	0
4	0,0266	0	—	—
5	0	0,0821	0,0955	0
6	0	0	—	—
7	0,0379	0	0	−0,0682
8	0	0,0331	—	—
9	0	0	0	0
10	0,0414	0	—	—
11	0	0,0097	−0,0434	0
12	0	0	—	—
13	0,0039	0	0	0,0367
уравнение	(20—29)	(20—30)	(20—32)	(20—33)

Так как объем тока в пазу равняется $n_1 I \sqrt{2}$, обмотка имеет $q = 2,5$ паза на полюс и фазу и $p = 2$, число витков в фазе будет $N = pqn_1 = 2 \cdot 2,5 \cdot n_1$. Если кроме того $m = 3$, то для получения обычного выражения для магнитного напряжения, амплитуды A_ν необходимо умножить на коэффициент $\pi/3 \cdot 2,5 = \pi/7,5$. Тогда получим:

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3NI[0,9514\underline{/\omega t - \varphi} + 0,0106\underline{/\omega t + 2\varphi} + 0,0111\underline{/\omega t - 4\varphi} +$$

$$+ 0,0346\underline{/\omega t + 5\varphi} + 0,0159\underline{/\omega t - 7\varphi} + 0,0139\underline{/\omega t + 8\varphi} +$$

$$+ 0,0173\underline{/\omega t - 10\varphi} + 0,0040\underline{/\omega t + 11\varphi} + 0,0016\underline{/\omega t - 13\varphi} + \ldots +$$

$$+ 0,2000\underline{/\omega t + 0,5\varphi} + 0,0400\underline{/\omega t - 2,5\varphi} - 0,0286\underline{/\omega t + 3,5\varphi} -$$

$$0,0182\underline{/\omega t - 5,5\varphi} + 0,0154\underline{/\omega t + 6,5\varphi} + 0,0118\underline{/\omega t - 8,5\varphi} -$$

$$- 0,0106\underline{/\omega t + 9,5\varphi} - 0,0087\underline{/\omega t - 11,5\varphi} + 0,0080\underline{/\omega t + 12,5\varphi} + \ldots]. \quad (20\text{-}34)$$

Из этого ряда видно, что помимо основной гармоники здесь сильно развита вторая субгармоника обратного направления вращения с амплитудой, равной приблизительно 21% основной гармоники. Поэтому такие обмотки не пригодны для асинхронных двигателей с короткозамкнутым якорем, так как эта субгармоника развивает значительный тормозной момент и весьма ухудшает к. п. д. двигателя.

Абсолютные значения обмоточных коэффициентов можно легко найти из выражения (20-34)

$$\begin{array}{llll}
\kappa\ = 0{,}9514\,, & \kappa_8 = 0{,}1111\,, & \kappa_{(1/2)} = 0{,}1000\,, & \kappa_{(17/2)} = 0{,}1000\,,\\
\kappa_2 = 0{,}0213\,, & \kappa_{10} = 0{,}1732\,, & \kappa_{(5/2)} = 0{,}1000\,, & \kappa_{(19/2)} = 0{,}1000\,,\\
\kappa_4 = 0{,}0445\,, & \kappa_{11} = 0{,}0445\,, & \kappa_{(7/2)} = 0{,}1000\,, & \kappa_{(23/2)} = 0{,}1000\,,\\
\kappa_5 = 0{,}1732\,, & \kappa_{13} = 0{,}0213\,, & \kappa_{(11/2)} = 0{,}1000\,, & \kappa_{(25/2)} = 0{,}1000\,,\\
\kappa_7 = 0{,}1111\,, & \vdots & \kappa_{(13/2)} = 0{,}1000\,, & \vdots
\end{array}$$

На основании этой теории Хепп вывел графический прием для определения отдельных гармоник.

в) МАГНИТНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ, НАВЕДЕННЫЕ ДОБАВОЧНЫМИ ПРОВОДНИКАМИ ОБМОТКИ

Кроме обмоток с целым числом витков в некоторых случаях применяются также обмотки с добавочным проводником, вследствие чего число витков в катушке не будет целым. Так например, у крупных турбоальтернаторов высокого напряжения по конструктивным соображениям иногда желательно выводы к сети поместить на одной стороне машины, а выводы к узлу — на другой. И у асинхронных двигателей с переключением обмотки на разное число полюсов, некоторые катушки иногда приходится выполнять с добавочным проводником. Брюдерлин нашел, что если в постоянном воздушном зазоре электрической машины действует только один проводник V по рис. 20-9а, то при пренебрежении магнитным сопротивлением стали, создается магнитное поле, кривая которого изображена на рис. 20-9б. Это поле имеет пилообразную форму и период между соседними зубцами отвечает углу 2π. При учете насыщения стали, прямолинейная форма поля приняла бы вид, показанный пунктиром на рис. 20-9б.

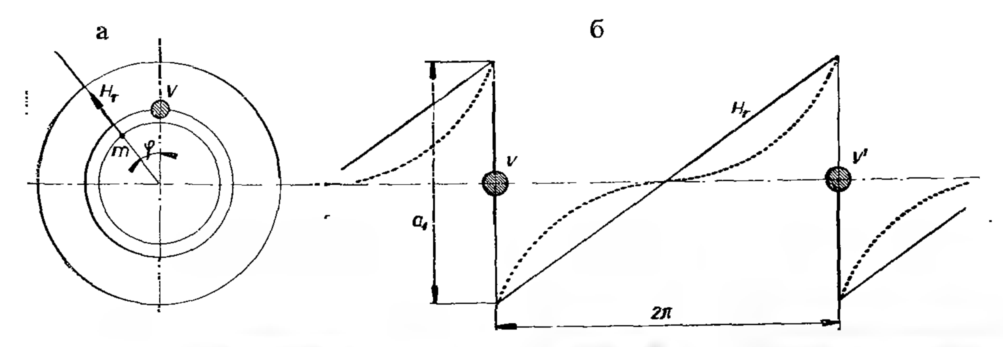


Рис. 20-9. Кривая распределения магнитного поля в воздушном зазоре, вызванная влиянием одного проводника.

Этой проблемой занимался также Геллер, который для распределения магнитного поля в воздушном зазоре вывел уравнение

$$H_r = \frac{0{,}2\pi F_d}{\delta}\left[1 - \frac{\varphi}{\pi}\right], \qquad (20\text{-}35)$$

где H_r является радиальной составляющей магнитного поля в воздушном зазоре δ и угол φ дает положение рассматриваемой точки m на рис. 20-9а. F_d является магнитным напряжением в одном пазу от проводника V, выраженным в ампервитках.

Проведем гармонический анализ пилообразной кривой, показанной на рис. 20-9б, предполагая, что амплитуда этой кривой $a_1/2$ и величина a_1 пропорциональны магнитному напряжению от рассматриваемого добавочного проводника к пазу. Уравнение пилообразной кривой выражается в виде

$$y = \frac{a_1}{2}\left(-1 + \frac{\varphi}{\pi}\right); \qquad (20\text{-}36)$$

это выражение по существу идентично с уравнением (20-35). Разложим кривую в ряд вращающихся составляющих гармоник, как согласного, так и обратного направления. Для составляющих согласного направления согласно (2-3) имеем:

$$A_\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\frac{a_1}{2}\left(-1 + \frac{\varphi}{\pi}\right)\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi = \frac{a_1}{4\pi}\left[-\int_0^{2\pi}\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi + \right.$$

$$\left. + \int_0^{2\pi}\frac{\varphi}{\pi}\underline{/-\nu\varphi}\,d\varphi\right] = \frac{ja_1}{2\pi\nu} \qquad (20\text{-}37)$$

и для составляющих обратного направления согласно (2-5):

$$B_\nu = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\frac{a_1}{2}\left(-1 + \frac{\varphi}{\pi}\right)\underline{/\nu\varphi}\,d\varphi = \frac{a_1}{2\pi}\left[-\int_0^{2\pi}\underline{/\nu\varphi}\,d\varphi + \right.$$

$$\left. + \int_0^{2\pi}\underline{/\nu\varphi}\,d\varphi\right] = -\frac{ja_1}{2\pi\nu}. \qquad (20\text{-}38)$$

Тогда кривая (20-36) выражается рядом

$$y = f(\varphi) = \frac{ja_1}{2\pi}\left[\underline{/\varphi} + \tfrac{1}{2}\underline{/2\varphi} + \tfrac{1}{3}\underline{/3\varphi} + \ldots - \right.$$

$$\left. - \underline{/-\varphi} - \tfrac{1}{2}\underline{/-2\varphi} - \tfrac{1}{3}\underline{/-3\varphi} - \ldots\right]. \qquad (20\text{-}39)$$

Подставим в него значения

$$\underline{/\nu\varphi} = \cos(\nu\varphi) + j\sin(\nu\varphi),$$

$$\underline{/-\nu\varphi} = \cos(\nu\varphi) - j\sin(\nu\varphi)$$

и получим из уравнения (20-39)

$$y = \mathrm{f}(\varphi) = -\frac{a_1}{\pi}\left[\sin\varphi + \tfrac{1}{2}\sin 2\varphi + \tfrac{1}{3}\sin 3\varphi + \ldots\right]. \tag{20-40}$$

Предположим, что например, в турбоальтернаторе помещены три добавочных проводника, через которые проходят трехфазные токи разных фаз (рис. 20-10). Проводники X, Y, Z распределены равномерно по окружности якоря и смещены друг относительно друга на угол $2\pi/3$.

Оси магнитных полей O_X, O_Y, O_Z перпендикулярны к радиусам SX, SY и SZ. Пилообразные кривые магнитных напряжений в отдельных фазах заменим составляющими гармониками и амплитуды отдельных составляющих согласного направления обозначим через A_ν, а обратного направления через B_ν. В момент времени t составляющие тока в отдельных фазах будут

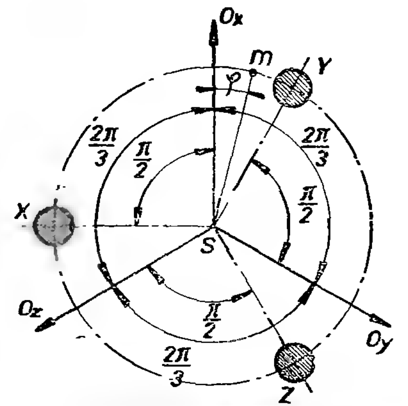


Рис. 20-10. Определение влияния трех добавочных проводников в системе трехфазного тока.

$$A_\nu \underline{/\omega t}, \quad A_\nu \underline{\Big/\omega t - \frac{2\pi}{3}}, \quad A_\nu \underline{\Big/\omega t + \frac{2\pi}{3}}.$$

Для любой точки m на окружности якоря, смещенной относительно оси O_X на угол $-\varphi$, для ν-ой гармоники и для отдельных фаз получим следующие смещения в пространстве

$$\underline{/-\nu\varphi}, \quad \underline{\Big/\left(\frac{2\pi}{3} - \varphi\right)\nu}, \quad \underline{\Big/-\left(\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)\nu}.$$

В точке m отдельных фаз действуют следующие составляющие магнитных напряжений согласного направления вращения

$$F'_X = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi}, \quad F'_Y = A_\nu \underline{\Big/\omega t - \nu\varphi + (\nu - 1)\frac{2\pi}{3}},$$

$$F'_Z = A_\nu \underline{\Big/\omega t - \nu\varphi - (\nu - 1)\frac{2\pi}{3}}$$

и их результирующая будет

$$F'_\nu = F'_X + F'_Y + F'_Z.$$

Тогда после подстановки получим

$$F'_\nu = A_\nu \underline{/\omega t - \nu\varphi}\left[1 + \underline{\Big/(\nu - 1)\frac{2\pi}{3}} + \underline{\Big/-(\nu - 1)\frac{2\pi}{3}}\right]. \tag{20-41}$$

Выражение в квадратных скобках является известным фазным трехчленом. Из уравнения (20-41) определим составляющие согласного направления вращения:

$$\begin{aligned}
\nu = 1 \ldots F'_1 &= 3A_1 \underline{/\omega t - \varphi}\,, \\
\nu = 2 \ldots F'_2 &= 0\,, \\
\nu = 3 \ldots F'_3 &= 0\,, \\
\nu = 4 \ldots F'_4 &= 3A_4 \underline{/\omega t - 4\varphi}\,, \\
\nu = 5 \ldots F'_5 &= 0\,, \\
\nu = 6 \ldots F'_6 &= 0\,, \\
\nu = 7 \ldots F'_7 &= 3A_7 \underline{/\omega t - 7\varphi}
\end{aligned} \qquad (20\text{-}42)$$

и т. д.

Из уравнений (20-42) видно, что при n — целое число, все составляющие, кроме порядка $\nu = 3n + 1$, уничтожаются.

Аналогично определяются и составляющие обратного направления. Векторы времени отдельных составляющих тока имеют значение

$$B_\nu \underline{/\omega t}\,, \quad B_\nu \underline{/\omega t - \frac{2\pi}{3}}\,, \quad B_\nu \underline{/\omega t + \frac{2\pi}{3}}$$

и смещение в пространстве точки m относительно осей O_X, O_Y и O_Z отвечает верзорам

$$\underline{/\nu\varphi}\,, \quad \underline{/\nu\left(-\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)}\,, \quad \underline{/\nu\left(\frac{2\pi}{3} + \varphi\right)}\,,$$

так что в точке m действуют следующие составляющие магнитных напряжений

$$F''_X = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi}\,, \quad F''_Y = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi - (\nu + 1)\frac{2\pi}{3}}\,,$$

$$F''_Z = B_\nu \underline{/\omega t + \varphi + (\nu + 1)\frac{2\pi}{3}}$$

и их сумма дает

$$F''_\nu = B_\nu \underline{/\omega t + \nu\varphi}\left[1 + \underline{/-(\nu + 1)\frac{2\pi}{3}} + \underline{/(\nu + 1)\frac{2\pi}{3}}\right]. \qquad (20\text{-}43)$$

Отсюда следуют амплитуды отдельных гармоник обратного направления вращения

$$\begin{aligned}
\nu = 1 \ldots F''_1 &= 0\,, \\
\nu = 2 \ldots F''_2 &= 3B_2 \underline{/\omega t + 2\varphi}\,, \\
\nu = 3 \ldots F''_3 &= 0\,, \\
\nu = 4 \ldots F''_4 &= 0\,,
\end{aligned} \qquad (20\text{-}44)$$

$$\nu = 5 \ldots F''_5 = 3B_5 \underline{/\omega t + 5\varphi}, \tag{20-44}$$
$$\nu = 6 \ldots F''_6 = 0,$$
$$\nu = 7 \ldots F''_7 = 0$$

и т. д.

И здесь в ряде уничтожаются все гармоники кроме порядка $\nu = 3n - 1$. После объединения составляющих магнитного напряжения, действующих в точке m, найдем

$$F_{\text{рб1}} = 3 \underline{/\omega t}[A_1 \underline{/-\varphi} + B_2 \underline{/2\varphi} + A_4 \underline{/-4\varphi} + B_5 \underline{/5\varphi} + A_7 \underline{/-7\varphi} + B_8 \underline{/8\varphi} + \ldots]. \tag{20-45}$$

Если в ряде (20-39) будет $a_1 = I\sqrt{2}$, где I является эффективным током добавочного проводника в пазу, то найдем

$$F_{\text{рб1}} = \frac{3jI\sqrt{2}}{2} \underline{/\omega t}[\underline{/-\varphi} - \tfrac{1}{2}\underline{/2\varphi} + \tfrac{1}{4}\underline{/-4\varphi} - \tfrac{1}{5}\underline{/5\varphi} + \tfrac{1}{7}\underline{/-7\varphi} - + \ldots]. \tag{20-46}$$

Если у машины выведены добавочные проводники в p парах полюсов, то будет

$$F = \frac{3jpI\sqrt{2}}{2} \underline{/\omega t}[\underline{/-\varphi} - \tfrac{1}{2}\underline{/2\varphi} + \tfrac{1}{4}\underline{/-4\varphi} - \tfrac{1}{5}\underline{/5\varphi} + \tfrac{1}{7}\underline{/-7\varphi} - + \ldots]. \tag{20-47}$$

Этот комплексный ряд можно разложить на действительный и мнимый ряды. Действительный будет

$$F_r = \frac{3pI\sqrt{2}}{2}[-\sin(\omega t - \varphi) + \tfrac{1}{2}\sin(\omega t + 2\varphi) - \tfrac{1}{4}\sin(\omega t - 4\varphi) + $$
$$+ \tfrac{1}{5}\sin(\omega t + 5\varphi) - \tfrac{1}{7}\sin(\omega t - 7\varphi) + \ldots] \tag{20-48}$$

и мнимый

$$F_i = \frac{3pI\sqrt{2}}{2}[\cos(\omega t - \varphi) - \tfrac{1}{2}\cos(\omega t + 2\varphi) + \tfrac{1}{4}\cos(\omega t - 4\varphi) - $$
$$- \tfrac{1}{5}\cos(\omega t + 5\varphi) + \tfrac{1}{7}\cos(\omega t - 7\varphi) - \ldots]. \tag{20-49}$$

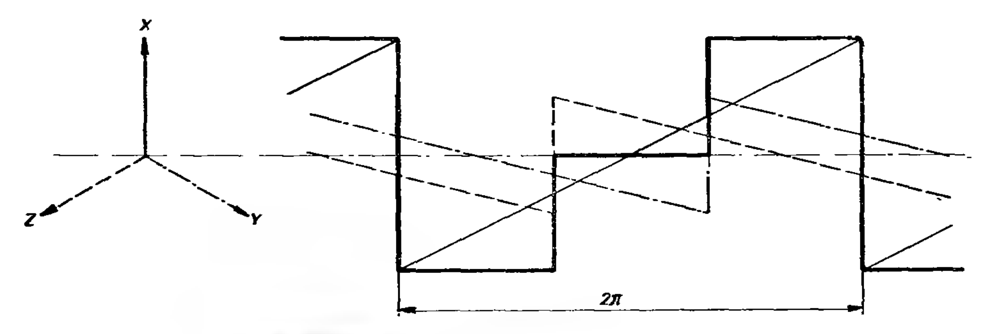


Рис. 20-11. Кривая распределения магнитного напряжения от трех добавочных проводников в системе трехфазного тока.

Из уравнений (20-48) и (20-49) видно, что в этом случае третьи гармоники уничтожаются; остальные же добавочные гармоники довольно сильно развиты.

Кривая распределения магнитных напряжений в воздушном зазоре в момент времени, когда максимальный фазный ток проходит через фазу X, в то время как в фазах Y и Z проходит только половина тока с обратным знаком, изображена на рис. 20-11. Кривая имеет прямоугольную форму, причем между прямоугольниками, ширина которых в одном периоде равняется $2\pi/3$, образуется интервал, равный углу $2\pi/3$. Вследствие того, что магнитное сопротивление у турбоальтернаторов довольно значительно, магнитные напряжения здесь не оказывают существенного неблагоприятного влияния. Однако, они могут вредно отражаться в индукционных машинах с малым воздушным зазором.

21. ОБМОТКИ РОТОРОВ АСИНХРОННЫХ МАШИН

Обмотки роторов асинхронных двигателей выполняются либо в виде фазных обмоток, соединенных при помощи контактных колец для включения пускового реостата или для автоматического пуска, либо в виде короткозамкнутых обмоток.

Фазные обмотки по своему типу сходны с обмотками статоров, рассмотренными в предыдущих главах. Хотя число фаз ротора и не зависит от числа фаз статора, тем не менее роторные фазные обмотки обычно выполняются трехфазными. В исключительных случаях применяются также и двухфазные обмотки, напр., для крановых двигателей и т. д., так как такие обмотки допускают более простое выполнение контроллера. Такие обмотки имеют также три контактных кольца. При их конструировании следует иметь в виду, что кривая распределения магнитных напряжений двухфазных обмоток с полным шагом содержит третью гармонику, которая нарушает разгон двигателя. Поэтому такие обмотки следует делать с укороченным шагом.

Короткозамкнутые обмотки выполняются в виде волновых или петлевых обмоток. Такие обмотки, с целью добиться благоприятного распределения магнитных напряжений, обычно имеют более трех фаз. Они применяются для машин более крупных мощностей, поскольку этому не препятствует большой пусковой ток, а также для машин с переключением числа полюсов обмотки. В качестве примера приведем однослойную стержневую короткозамкнутую девятифазную обмотку в волновом и петлевом выполнении. Для обмотки имеем следующие данные:

$$p = 2, \quad m = 9, \quad q = 1, \quad N_d = 2pmq = 36, \quad 'N = 36, \quad N_c = 18.$$

а) **ВОЛНОВАЯ ОБМОТКА** (рис. 21-1)

Полюсное деление соответствует

$$Q = \frac{N_d}{2p} = 9 \text{ пазам}.$$

Возьмем обмотку с полным шагом $y_{d_1} = y_1 = 9$.

Шаг по коллектору идеальной волновой короткозамкнутой обмотки

$$y_k = \frac{N_c}{p} = \frac{18}{2} = 9,$$

так что второй шаг по пазам будет равен $y_2 = 2y_k - y_1 = 9$.

Звезда векторов имеет

$$P = \frac{N_d}{p} = \frac{36}{2} = 18 \text{ лучей},$$

а шаг по пазам имеет вид

$$\alpha = \frac{360^\circ}{N_d} p = \frac{360^\circ}{36} 2 = \alpha'.$$

Вспомогательная схема обмотки представлена на рис. 21-1а, а конструкционная схема — на рис. 21-1б. Потенциальный многоугольник имеет вид девятиугольника (рис. 21-1в), каждая сторона которого соответствует одной фазе. Диаграмма распределения магнитного напряжения представлена на рис. 21-2. Эта диаграмма является правильным восемнадцатиугольником, одна из сторон которого характеризует объем тока полюсно-фазной группы.

Если принять $I\sqrt{2} = 1$, то объем тока в пазу примет вид $n_1 I\sqrt{2} = 1$, а объем тока в полюсно-фазной группе — вид $qn_1 I\sqrt{2} = 1$.

Радиус окружности основной гармоники

$$R = F_{m/p} = \frac{m}{\pi} qn_1 \kappa I \sqrt{2},$$

а так как обмоточный коэффициент $\kappa = 1$, то после подстановки получим

$$R = \frac{9}{\pi}.$$

Зубцовые точки имеют одинаковый радиус инерции R_g, величина которого определяется из диаграммы магнитных напряжений

$$R_g = \frac{1}{2\sin 10^\circ} = \frac{1}{0{,}34730}.$$

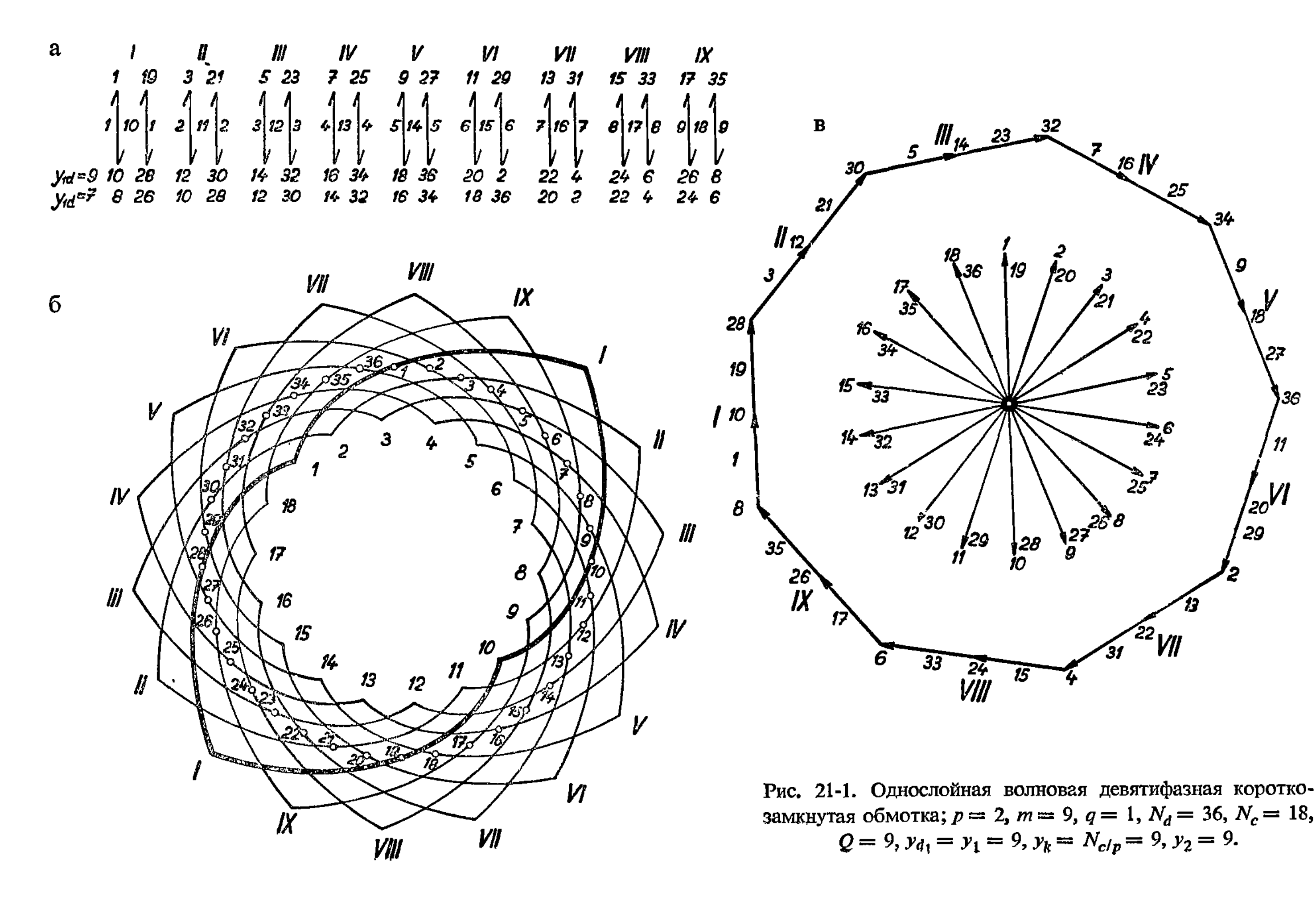


Рис. 21-1. Однослойная волновая девятифазная короткозамкнутая обмотка; $p = 2$, $m = 9$, $q = 1$, $N_d = 36$, $N_c = 18$, $Q = 9$, $y_{d_1} = y_1 = 9$, $y_k = N_{c/p} = 9$, $y_2 = 9$.

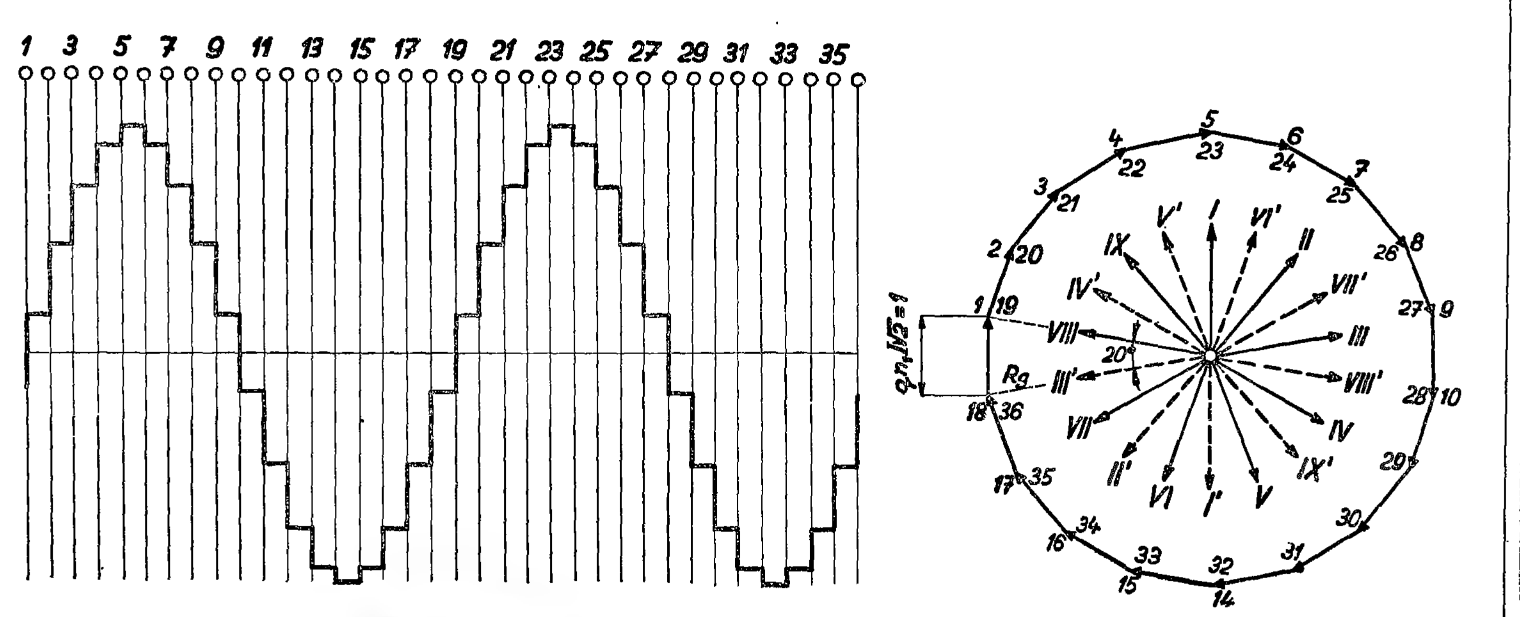


Рис. 21-2. Диаграмма и распределение магнитного напряжения девятифазной однослойной короткозамкнутой обмотки; $p = 2$, $m = 9$, $q = 1$, $N_d = 36$, $N_c = 18$, $Q = 9$, $y_{d_1} = y_1 = 9$, $y_k = N_c/p = 9$, $y_2 = 2$, $P = 18$, $\alpha = \alpha'$.

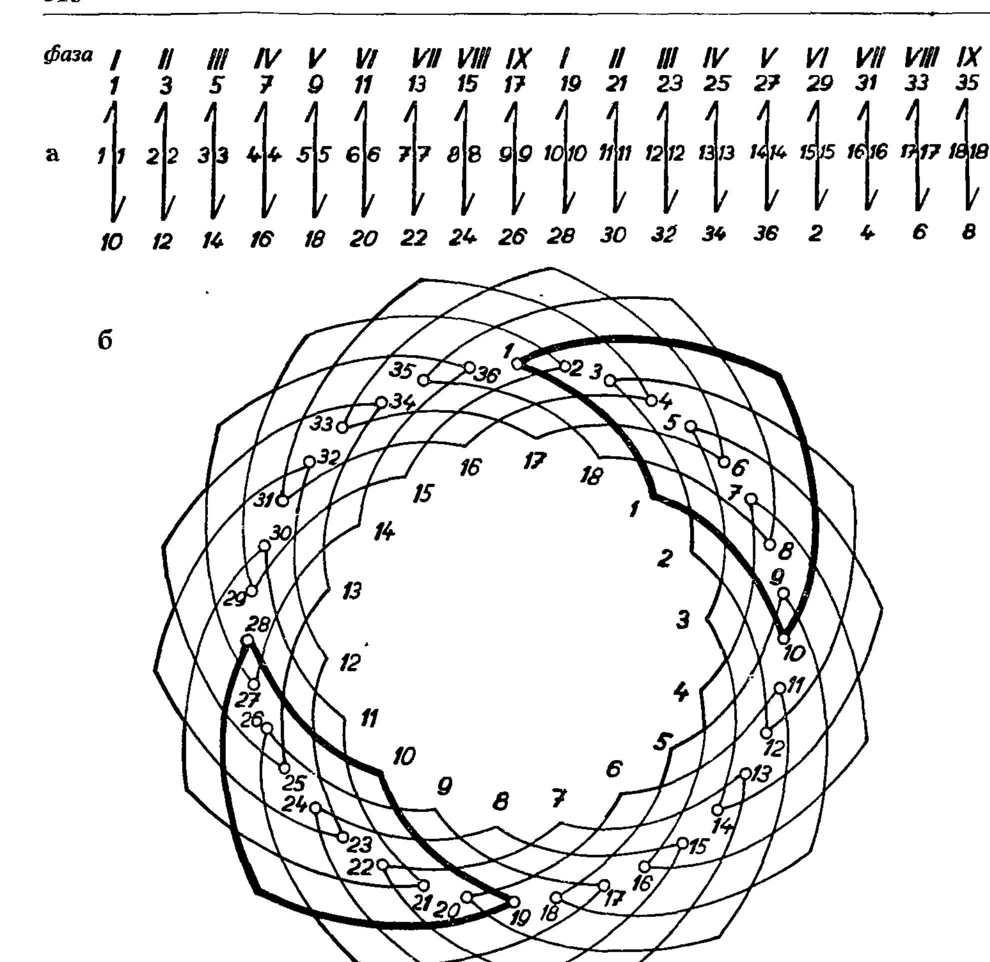


Рис. 21-3. Однослойная петлевая девятифазная короткозамкнутая обмотка; $p = 2$, $m = 9$, $N_d = 36$, $N_c = 18$, $Q = 9$, $y_{d_1} = y_1 = 9$, $y_k = 0$, $y_2 = -9$.

Тогда квадрат момента инерции будет

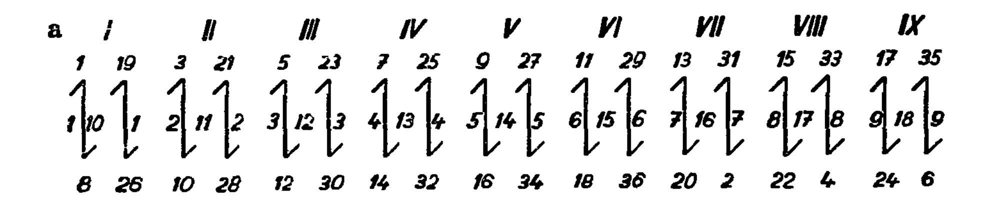
$$R_g^2 = \frac{1}{0{,}120617} = 8{,}2918\,.$$

Квадрат радиуса основной гармоники

$$R^2 = \frac{81}{\pi^2} = 8{,}207\,,$$

так что показатель качества обмотки примет следующий вид

$$\xi = \frac{R_g^2 - R^2}{R^2}\,100 = \frac{8{,}2918 - 8{,}207}{8{,}207}\,100 = 1{,}03\%\,.$$



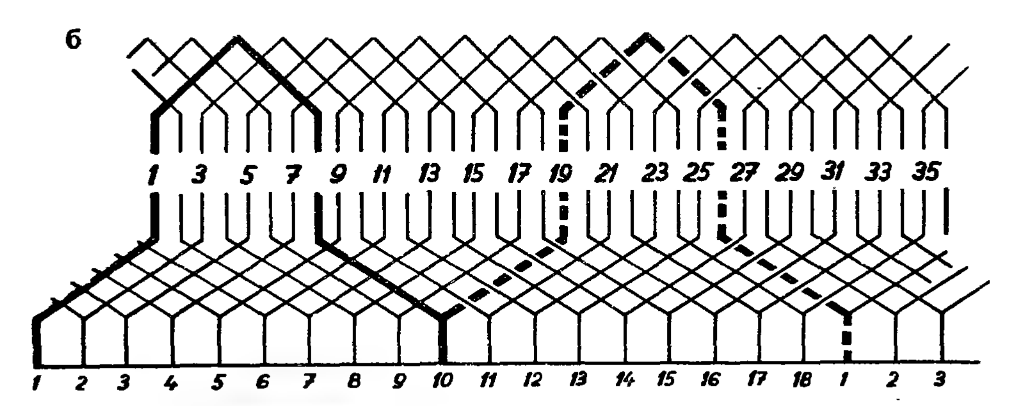


Рис. 21-4а,б. Конструкционная схема волновой короткозамкнутой обмотки; $N_d = 36, y_{d_1} = 7$.

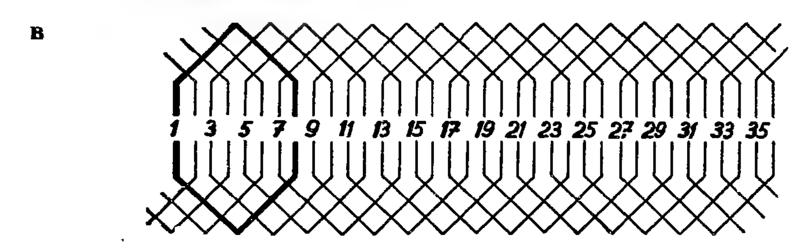


Рис. 21-4в. Конструкционная схема петлевой короткозамкнутой обмотки; $N_d = 36, y_{d_1} = 7$.

б) Петлевые обмотки (рис. 21-3)

Для варианта петлевой обмотки коллекторный шаг будет $y_k = 0$. Если принять шаг по пазам $y_{d_1} = y_1 = 9$, то второй шаг будет $y_2 = -y_1 = -9$. Вспомогательная схема обмотки приведена на рис. 21-3а, а круглая конструкционная схема — на рис. 21-3б. Диаграмма магнитных напряжений, а, следовательно, и показатель качества обмотки аналогичны, как и при волновом выполнении.

Короткозамкнутые обмотки применяются для машин с переключением числа полюсов обмотки на несколько скоростей. Приведенная выше обмотка может быть, напр., с успехом использована при скорости вращения $n = 1500$ об/мин.,

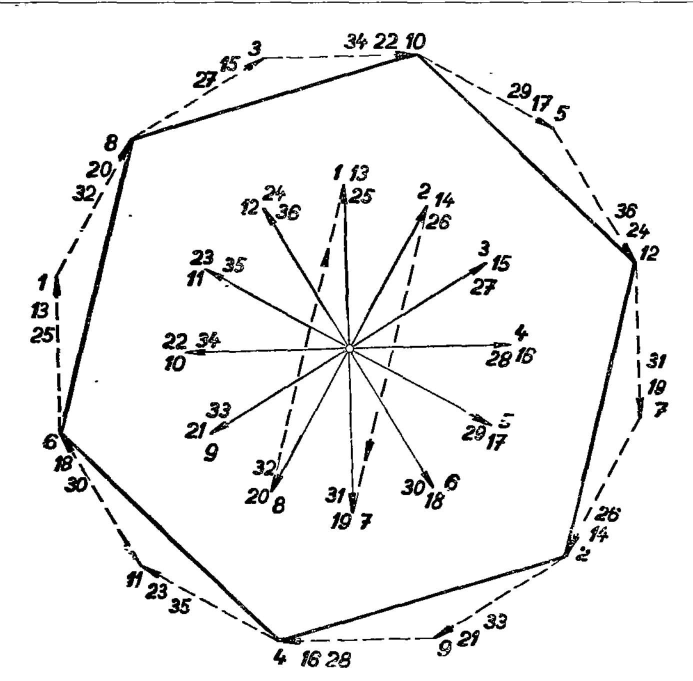


Рис. 21-5. Звезда векторов и потенциальный многоугольник четырехполюсной короткозамкнутой обмотки; $p = 2$, $N_д = 36$, $y_{д_1} = 7$, $P = 18$.

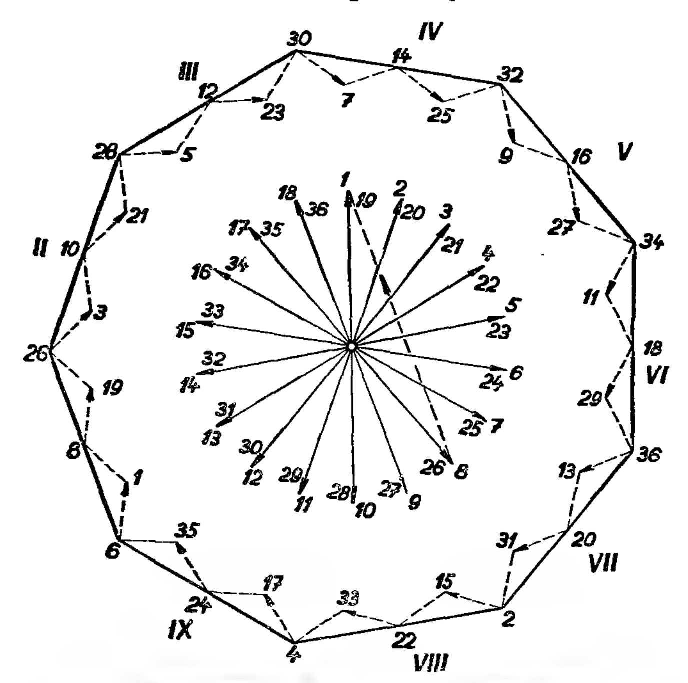


Рис. 21-6. Звезда векторов и потенциальный многоугольник шестиполюсной короткозамкнутой обмотки; $p = 3$, $N_д = 36$, $y_{д_1} = 7$, $P = 12$.

соответствующей числу полюсов $2p = 4$ и при скорости вращения $n = 1000$ об./мин., соответствующей числу полюсов $2p = 6$.

Для четырехполюсной схемы полюсное деление будет

$$Q = \frac{N_d}{2p} = \frac{36}{4} = 9 \text{ пазов},$$

а для шестиполюсной схемы

$$Q = \frac{36}{6} = 6 \text{ пазов}.$$



Рис. 21-7. Короткозамкнутая обмотка асинхронного двигателя 3750 квт, 6000 в, 2970 об/мин (завод Шкода - имени В. И. Ленина, н. п.).

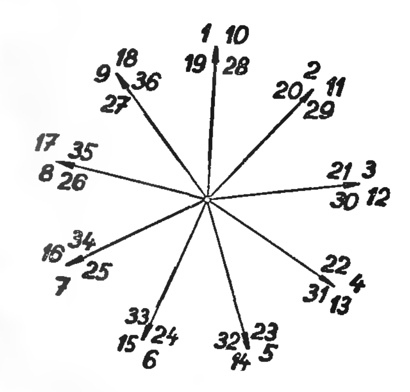


Рис. 21-8. Звезда векторов четырехполюсной короткозамкнутой обмотки в восьмиполюсном магнитном поле; $N_d = 36$; $y_{d_1} = 7$, $P = 9$.

Если принять средний шаг по пазам равным

$$y_{d_1} = y_1 = 7 \text{ пазам},$$

то второй шаг волновой обмотки будет

$$y_2 = 2y_k - y_1 = 18 - 7 = 11 \text{ пазов},$$

а петлевой обмотки, где $y_k = 0$

$$y_2 = -7 \text{ пазов}.$$

Вспомогательная схема волновой короткозамкнутой обмотки приведена на рис. 21-4а, а развернутая конструкционная схема — на рис. 21-4б. Из рассмотрения такой обмотки в потенциальном многоугольнике или в звезде векторов видно, что, напр., напряжения катушек *1 — 18* и *19 — 26*, соединенных последовательно в четырехполюсной системе (рис. 21-5), имеют в обеих катушках одно

и то же направление, в то время как в шестиполюсной системе (рис. 21-6) они направлены навстречу друг другу, так что необходимо применить короткозамыкающее кольцо, при помощи которого каждая катушка сама по себе соединена накоротко. У петлевого типа (рис. 21-4в) нет необходимости конструировать кольцо, так как там каждая катушка образует замкнутую петлю. На рис. 21-7 приведен снимок короткозамкнутой обмотки асинхронного двигателя Шкода 3750 квт., 6000 в., 2970 об./мин., изготовленного на Заводе им. В. И. Ленина н. п.

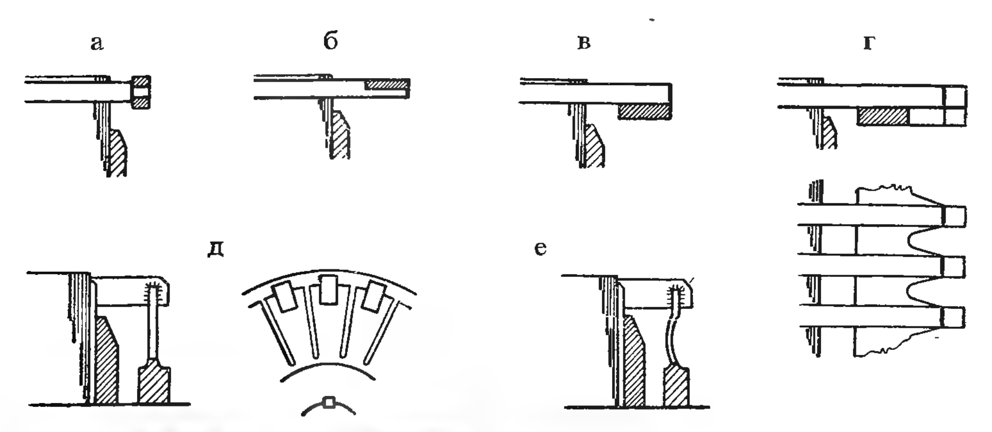


Рис. 21-9. Различные способы выполнения беличьих клеток; а) более старый способ, б,в) выполнение, учитывающее неодинаковое тепловое расширение сечения стержня, вызванное неравномерным распределением плотности тока по сечению, г,д,е) конструкция, допускающая тепловое расширение.

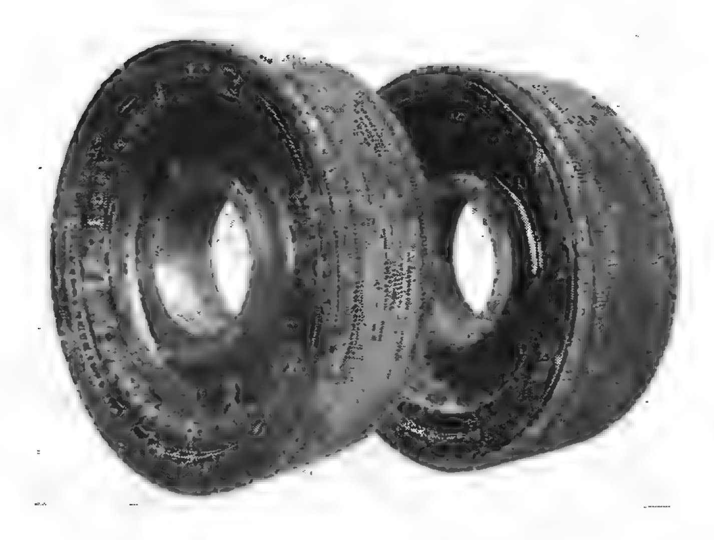


Рис. 21-9ж. Короткозамкнутый ротор асинхронного двигателя 275 квт, 3000 в, 182 об/мин (завод Шкода — имени В. И. Ленина, н. п.).

Приведенная выше волновая обмотка с полным шагом может быть применена у двигателя с переключением числа полюсов обмотки в отношении 2 : 1, что допускает пуск в ход при половинном числе оборотов. При пуске в ход можно пользоваться отдельной фазной обмоткой с числом полюсов $2p = 8$,



Рис. 21—10. Ступенчатая беличья клетка с наклонными пазами.

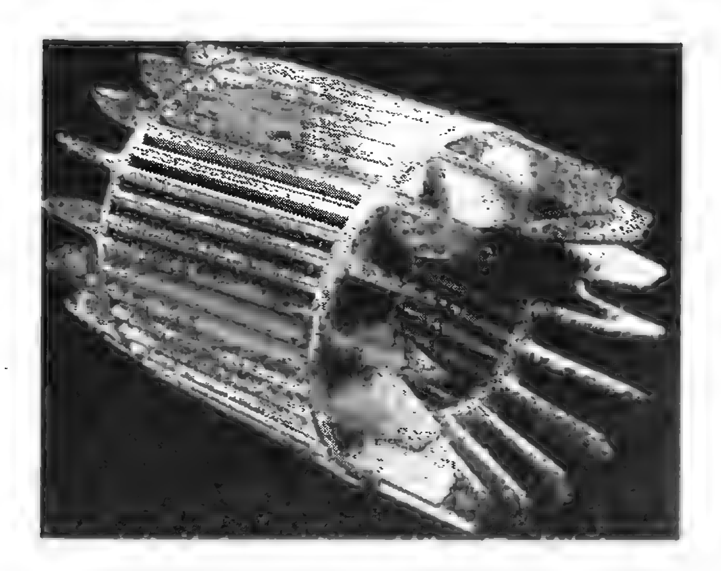


Рис. 21-11. Алюминиевая беличья клетка после протравливания пакетов листовой стали кислотой.

подключенной при помощи колец к пусковому реостату. Однако при этом четырехполюсная короткозамкнутая обмотка в восемиполюсной магнитной системе неактивна, так как стороны отдельных катушек лежат под одноимен-

ными полюсами, в силу чего электродвижущие силы сторон действуют навстречу друг другу, что в звезде векторов (рис. 21-8) проявляется отождествлением их векторов напряжения (напр., у первой катушки векторы *1* и *10*). Поэтому короткозамкнутая обмотка не нарушает пуска двигателя и начинает работать лишь тогда, когда двигатель переключен на двухкратное число оборотов.

Чаще всего для роторов асинхронных двигателей применяются обмотки в виде беличьего колеса. Такие обмотки состоят из стержневых проводников круглого, прямоугольного или иного сечения, соединенных на обоих концах массивными токопроводящими кольцами. Крепление колец к стержням является важной проблемой, т. к. такие соединения при нецелесообразной конструкции могут быть подвержены большим механическим напряжениям, в частности, при крупных сечениях, от сил, вызванных тепловым расширением. На рис. 21-9а÷21-9ж приведено несколько способов соединений. Более старый способ, применяемый для машин малых мощностей, приведен на рис. 21-9а. Улучшенные конструкции приведены на рис. 21-9б, в; конструкция же, учитывающая неодинаковое растяжение сечения стержней и упругое соединение, приведена на рис. 21-9г. Выполнение завода Электросила в Ленинграде, приведенное на рис. 21-9д, е, допускает тепловое расширение, а именно: в первом случае в аксиальном направлении, а во втором случае в аксимальном и радиальном направлениях. Иногда стержни, с целью ограничения теплового расширения, привариваются или приклепываются к пакетам листовой стали. На рис. 21-9ж приведен снимок короткозамкнутого якоря асинхронного двигателя 275 квт, 3000 в, 182 об./мин., изготовленного на Заводе им. В. И. Ленина, н. п.

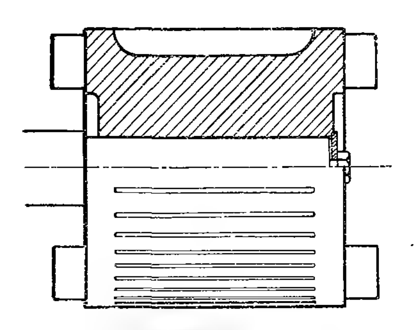


Рис. 21-12. Беличья клетка (фирмы Инглиш Электрик К°).

Беличьи клетки для нормальных двигателей малых и средних мощностей часто изготовляются из алюминия. В таких случаях расплавленный алюминий заливается под давлением в металлическую форму, в которую вложены спрессованные пакеты листовой стали ротора. Одновременно, обычно отливаются на кольцах и лопасти вентилятора и приливы для возможной балансировки ротора. На рис. 21-10 приведен снимок такой ступенчатой беличьей клетки с одним внутренним и двумя внешними кольцами и наклонными пазами. Целью наклона пазов является подавление влияния пазовых гармоник. На рис. 21-11 представлена алюминиевая беличья клетка после протравливания кислотой пакетов листовой стали.

Иная конструкция беличьей клетки применяется английской фирмой Инглиш Электрик для пусковых двигателей одноякорных преобразователей (рис. 21-12). Клетка представляет собой массивный стальной цилиндр с фрезерованными

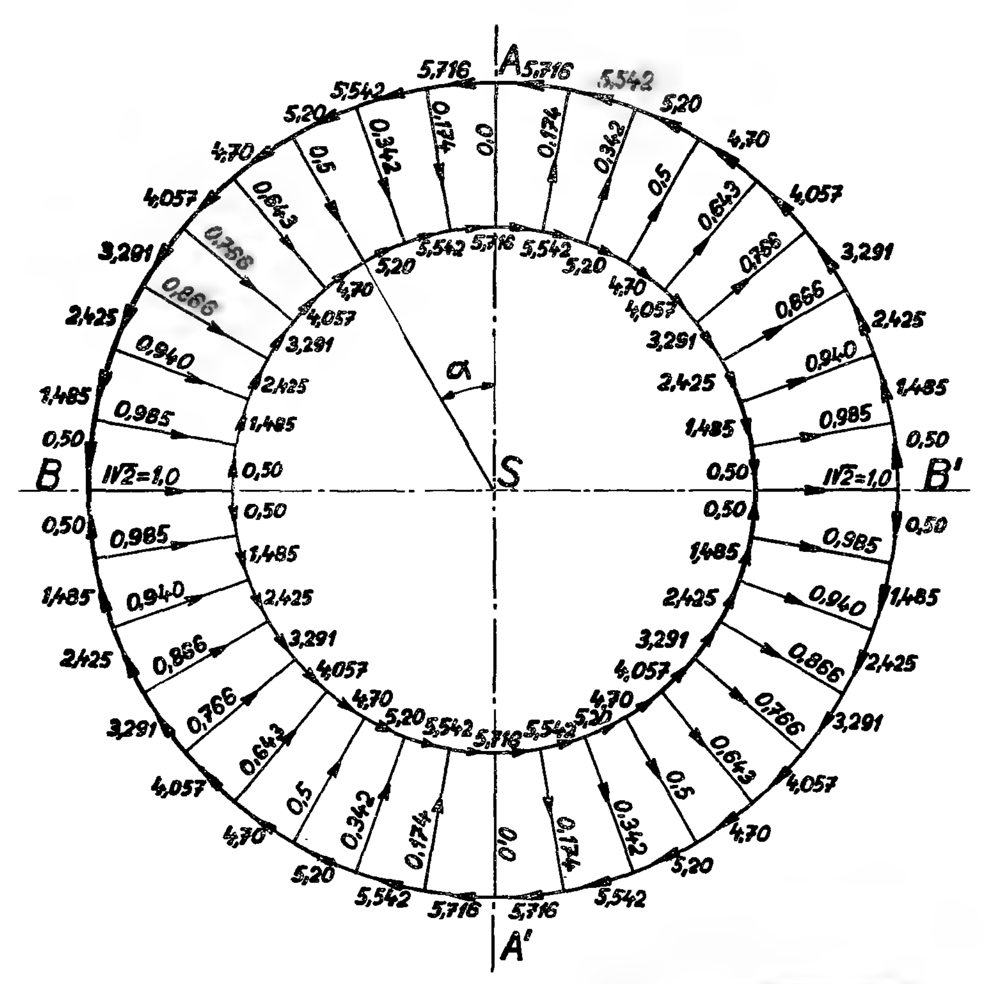


Рис. 21-13. Схематическое изображение двухполюсной беличьей клетки с нанесенными значениями токов, обтекающих отдельные стержни и сечения короткозамыкающих колец; $p = 1$, $N_d = 36$.

узкими пазами на активной поверхности, которые, однако, не достигают конца ротора, так что он здесь массивен и образует короткозамыкающие кольца.

Для получения представления о распределении тока в стержнях и кольцах беличьей клетки изобразим схематически двухполюсную беличью клетку в виде концентрических кругов, а стержни в виде радиальных лучей (рис. 21-13). Число фаз клетки $m = N_t/p$. Далее предположим, что фазы соединены одним кольцом в звезду, а другим накоротко. Предположим, что на такую клетку воздействует синусоидально распределенное магнитное поле и рассмотрим момент времени, когда стержни, расположенные на оси $B - B'$, пересекают магнитное поле в его амплитуде. В таком случае по стержням протекает ампли-

туда тока $I\sqrt{2}$, которую приравняем к единице, причем через I обозначено его эффективное значение. Ток в стержнях, расположенных на нейтральной оси $A - A'$, будет равен нулю, в остальных же стержнях ток будет распределен синусоидально, соответственно углу α, образованному осями стержней с осью $A - A'$. Токи в отдельных сечениях колец определяются по закону Кирхгоффа. Таким путем полученные значения приведены на рис. 21-13.

Амплитуда магнитного напряжения на полюс вытекает из формулы

$$F_{m/p} = \frac{m}{\pi} q n_1 \kappa I \sqrt{2},$$

где число фаз беличьей клетки $m = N_t/p$, обмоточный коэффициент $\kappa = 1$, число витков на пару полюсов и фазу $q_{n_1} = 0{,}5$; ток $I = I_t$, причем I_t является эффективным значением тока в стержне. Подставив эти значения, получим

$$F_{m/p} = \frac{N_t}{p} I_t \frac{\sqrt{2}}{2\pi}.$$

Диаграмма магнитных напряжений такой двухполюсной беличьей клетки имеет вид тридцатишестиугольника.

Обмотки в виде беличьего колеса обладают тем преимуществом, что их работа может осуществляться при любом числе полюсов статорной обмотки, что является выгодным, в особенности для обмоток с переключением числа полюсов. Их недостаток заключается в чувствительности к высшим гармоникам и субгармоникам статорного поля, вследствие чего кривая момента у таких двигателей имеет неблагоприятные седловины, вызванные паразитными синхронными и асинхронными моментами. Для их предотвращения, статорные обмотки следует проектировать так, чтобы получить по возможности синусоидальное распределение магнитного поля, т. е. чтобы многоугольник магнитных напряжений по своему виду приближался к окружности. Дальнейшим преимуществом обмоток в виде беличьего колеса является простота конструкции и малый расход меди, так как лобовые соединения здесь коротки, в результате чего производство двигателей с обмоткой в виде беличьего колеса обходится дешевле. Равным образом и потери в роторной обмотке малы. Их недостатком однако является относительно малая теплоемкость, которая оказывает неблагоприятное влияние, в частности, при тяжелом разгоне машины; далее большой ударный ток в сети при пуске в ход и малый пусковой момент. По сравнению с обмотками в виде беличьего колеса фазные короткозамкнутые обмотки обладают тем преимуществом, что для них не требуется соединительных колец, в результате чего отпадают во-первых сложные и ненадежные соединения между стержнями и кольцами, и во вторых, что при использовании двухслойных короткозамкнутых обмоток путем укорочения шага можно подавить влияние высших гармоник.

Для уменьшения ударного тока при пуске и увеличения пускового момента требуется, чтобы беличья клетка при разгоне оказывала повышенное сопротивление. Поэтому имеется ряд более или менее совершенных конструкций, отвечающих таким требованиям. Наиболее часто среди них встречающимися конструкциями являются вихревой якорь, двойная беличья клетка Бушеро и различные видоизмененные конструкции.

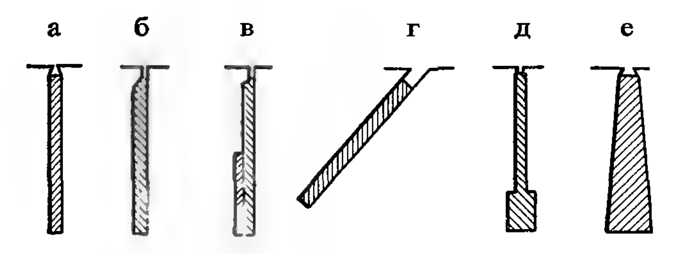


Рис. 21-14а—е. Различные виды пазов вихревых якорей.

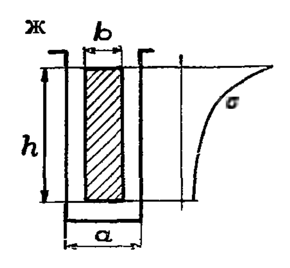


Рис. 21-14ж. Распределение плотности тока в массивном проводнике.

Вихревой якорь характеризуется узкими глубокими пазами (рис. 21-14), в которые укладывается по одному массивному проводнику высокого профиля. Под влиянием поперечных магнитных рассеяний в пазу ток в стержне паза в состоянии покоя выталкивается в верхнюю часть сечения, так что распределение плотности тока в проводнике имеет вид, приведенный на рис. 21-14ж. В результате, эффективное сопротивление проводника существенно увеличивается. Если обозначить сопротивление стержня при протекании постоянного тока через R_0, а эффективное сопротивление переменного тока через R, то коэффициент увеличения сопротивления будет иметь вид

$$k_r = \frac{R}{R_0} = M_r = \delta \frac{\sinh 2\delta + \sin 2\delta}{\cosh 2\delta - \cos 2\delta},$$

причем

$$\delta = 2\pi \sqrt{\frac{bf_2}{a\varrho \,.\, 10^5}},$$

где через h обозначена высота проводника в см, через b — ширина проводника, a — ширина паза, f_2 — частота и ϱ — удельное сопротивление в Ω мм^2/м.

Помимо этого вихревые токи оказывают влияние и на величину реактивного сопротивления. Коэффициент увеличения реактивного сопротивления дается соотношением

$$k_x = M_x = \delta \frac{\sinh 2\delta - \sin 2\delta}{\cosh 2\delta - \cos 2\delta},$$

а реактивное сопротивление-выражением

$$x_t = R_0 k_x .$$

Величина коэффициента M_r для различных значений δ приведена в диаграмме на рис. 24-3, а величина M_x — в диаграмме на рис. 24-4.

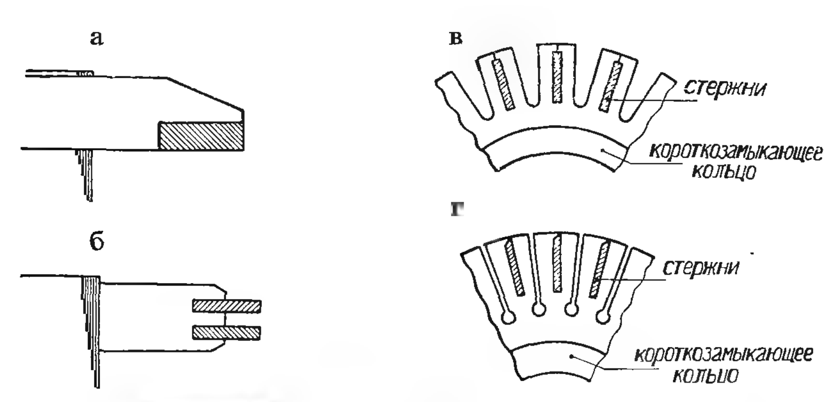


Рис. 21-15а, б, в, г. Различные выполнения стержней и короткозамыкающих колец для вихревых якорей.



Рис. 21-15д. Вихревой якорь асинхронного двигателя мощностью 36 квт, 380 в, 1440 об/мин (завод имени В. И. Ленина, н. п.).

Из выражения для δ видно, что величина коэффициента увеличения сопротивления зависит также и от частоты f_2. В момент пуска частота ротора равна частоте статора f_1, так что эффективное сопротивление здесь значительное. По мере возрастания числа оборотов частота ротора убывает со скольжением

$$f_2 = sf_1 ,$$

причем скольжение характеризуется выражением

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} ,$$

где n_1 — синхронная скорость магнитного поля, а n — число оборотов ротора. По мере убывания частоты ротора убывает и коэффициент увеличения сопротив-

ления, так что сопротивление стержней после пуска падает до величины, соответствующей постоянному току.

При проектировании вихревых якорей следует предусматривать достаточную теплоемкость в целях предотвращения опасного перегрева при пуске. Поэтому также необходимо, чтобы они преодолевали значительное тепловое расши-

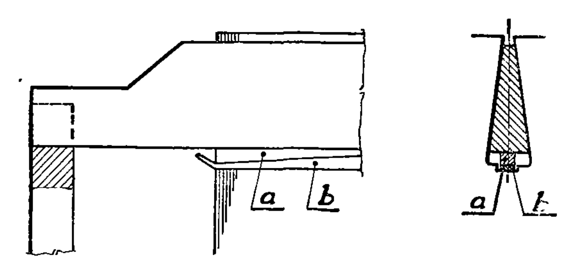


Рис. 21-16. Конструкция вихревого якоря со стержнями трапецеидального профиля для асинхронных машин больших мощностей (АЭГ).

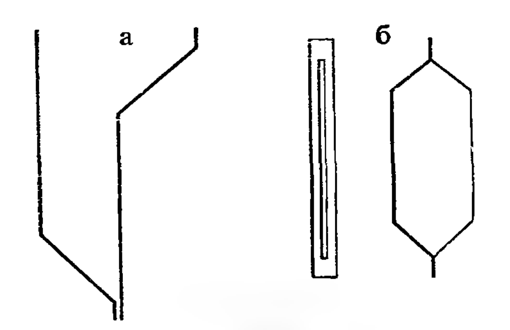


Рис. 21-17. Катушки двухслойной стержневой короткозамкнутой обмотки вихревого якоря, а) волновая катушка, б) петлевая катушка.

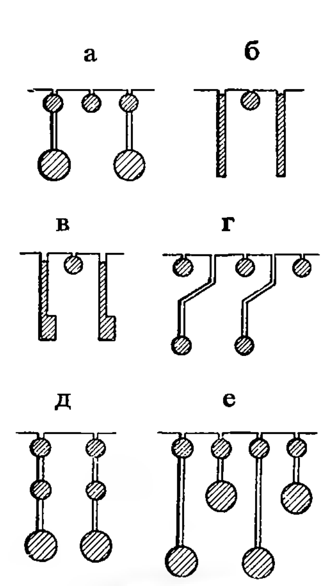


Рис. 21-18. Различные виды пазов двойных и тройных беличьих клеток.

рение при одновременном напряжении, вызванным центробежными силами. На рис. 21-15а — 21-15г приведено несколько способов выполнения стержней и короткозамыкающих колец. На рис. 21-15д приведен снимок вихревого якоря асинхронного двигателя 36 квт, 380 в, 1440 об./мин., изготовленного Заводом им. В. И. Ленина, н. п. На рис. 21-16 приведена конструкция вихревого якоря со стержнями трапецеидальных профилей. Стержень прижимается клиньями *a*, *б* к стенкам паза с целью его предохранения от раскрепления. Помимо этого таким путем улучшается передача тепла от стержней в пакет листовой стали, уменьшается тепловое напряжение при разгоне и предотвращается искрение в пазах. Пазы имеют различную форму, как это показано на рис. 21-14. Если требуется значительно увеличить сопротивление в течение пуска, то пазы выполняются весьма глубокими и в таких случаях целесообразно выполнять

наклонные пазы так, как это показано на рис. 21-14г. Для вихревых якорей можно также применять стержневые короткозамкнутые обмотки, причем катушки могут быть простого вида, приведенного на рис. 21-17а, б. На рис. 21-17а приведена катушка стержневой двухслойной волновой обмотки, составленной из стержней, изогнутых на одном конце. Стержни нижнего слоя укладываются с одной стороны якоря, а стержни верхнего слоя с другой его стороны. На рис. 21-17б приводится иное конструктивное решение при использовании петлевой катушки двухслойной короткозамкнутой обмотки. Катушка изготовляется путем штамповки полосовой меди и ее растяжения для придания требуемой формы.

Другой часто применяемой конструкцией, преследующей цель ограничения ударного тока при пуске и повышения пускового момента, является двойная беличья клетка Бушеро. Роторы с такой клеткой имеют пазы двух видов, расположенные друг над другом (рис. 21-18). В верхние пазы, у поверхности якоря, вкладывается пусковая клетка с большам омическим сопротивлением и малым реактивным сопротивлением. Стержни такой клетки имеют либо меньшее сечение либо изготовлены из материала, обладающего большим удельным сопротивлением, напр., из латуни, бронзы и т. д. В нижних пазах расположена прабочая клетка, составленная из стержней более крупного сечения и обычно изготовляемая из материала, обладающего более значительной удельной проводимостью. Так как пазы такой клетки доходят глубоко до сердечника ротора, и над ними расположен узкий магнитный мостик, то вокруг стержней образуется значительное магнитное рассеяние и нижняя клетка имеет большое реактивное сопротивление. Величина такого реактивного сопротивления зависит от размеров мостика, соединяющего нижний паз с верхним или с окружностью якоря. Этот магнитный мостик препятствует одновременно замыканию главного потока вне нижней клетки. В случае его отсутствия общий магнитный поток замыкался бы лишь вокруг проводников верхней клетки, вие нижней клетки и последняя была бы неактивной.

У машин более крупных мощностей каждая клетка имеет свои собственные короткозамыкающие кольца; у машин менее крупных мощностей обе клетки снабжены общими кольцами. Схема с разрезными короткозамыкающими кольцами более выгодна в силу того, что тепловое расширение верхней и нижней клеток весьма различно, так что при использовании общих короткозамыкающих колец создаются значительные механические силы, которые могут вызвать даже разрыв спаянных мест. Небольшие машины с алюминиевыми, литыми под давлением двойными клетками, по производственным соображениям снабжаются общими короткозамыкающими кольцами. На рис. 21-18 приведены различные виды выполнения пазов обмоток с двойной и тройной клеткой, а на рис. 21-19 — листовая сталь для обмоток в виде беличьего колеса.

Работа двойных клеток основана на том принципе, что пока ротор находится в состоянии покоя, реактивное сопротивление нижней клетки под влиянием

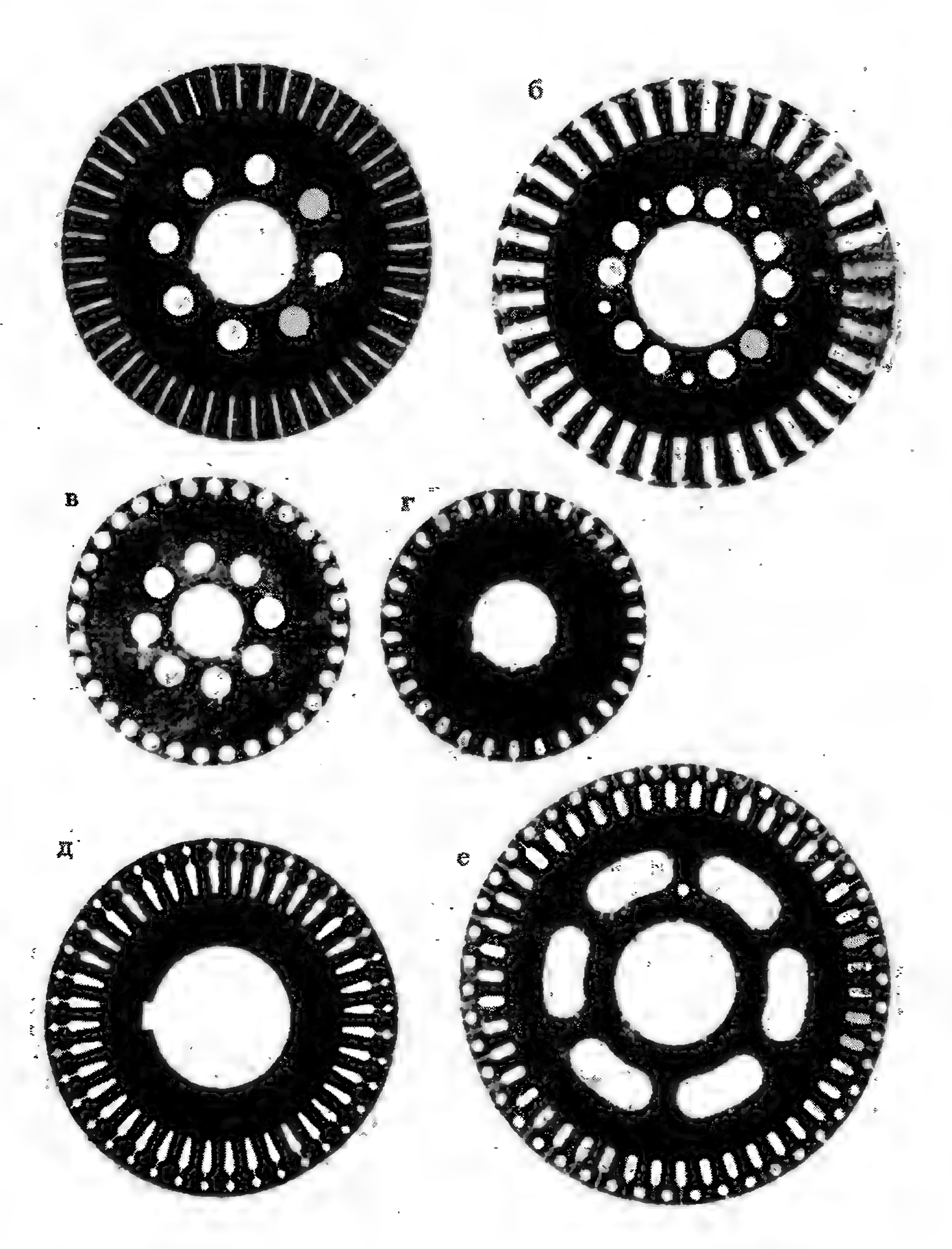


Рис. 21-19. Листовая сталь для якорей асинхронных двигателей, а) вихревой якорь, б) якорь с фазной обмоткой, в, г) беличьи клетки более старого выполнения, д, е) беличьи клетки Бушеро.

высокой частоты ротора, соответствующей частоте статора, значительно повышается. Поэтому ток ротора проходит преимущественно по верхней пусковой клетке с малым реактивным сопротивлением и большим омическим сопротивлением. В результате в двигателе создается значительный пусковой момент при относительно небольшом пусковом токе. По мере возрастания числа оборотов ротора частота скольжения ротора убывает, в силу чего уменьшается реактивное сопротивление нижней клетки, по которой начнет протекать увеличенный ток. При нормальном ходе машины пусковая клетка существенно разгружается и ток проходит преимущественно по нижней клетке.

У машин с короткозамкнутым якорем, пуск которых осуществляется при незначительной нагрузке, ударный ток может быть ограничен путем переключения соединения в звезду на соединение в треугольник. Статорная обмотка обычно работает при соединении в треугольник, так что каждую фазу следует рассчитывать на полное напряжение сети. При пуске, фазы статора соединены в звезду, в результате чего фазный ток снижается до величины I_{z_λ}, равной

$$I_{z_\lambda} = \frac{U}{\sqrt{3} \cdot Z_0},$$

где через U обозначено линейное напряжение сети, а через Z_0 — полный импеданц одной фазы в состоянии покоя. После разгона на полное число оборотов ток убывает, статорная же обмотка переключается на соединение в треугольник, причем фазный ток возрастает до величины

$$I_{\Delta_f} = \frac{U}{Z}$$

при условии, что Z выражает импеданц фазы статора в момент переключения. Тогда сетевой ток можно представить в виде

$$I_s = I_{\Delta_f}\sqrt{3} = \frac{U}{Z}\sqrt{3},$$

а пусковой ток — в виде

$$I_{z_\lambda} = \frac{1}{3}\frac{Z}{Z_0} I_s .$$

В результате ударный ток в сети уменьшится примерно до одной трети, причем, однако, и пусковой момент уменьшится также до одной трети.

Якори с двойной клеткой при одном и том же пусковом токе характеризуются несколько лучшим пусковым моментом, чем вихревые якори. Недостатком обеих приведенных выше конструкций является малая теплоемкость ротора, встречающаяся, в частности, у обмоток с двойной клеткой, где наибольший нагрев имеет место в верхней пусковой клетке. Это может привести к повреждению роторной обмотки, в частности, в тех случаях, когда частый пуск двигателя

осуществляется в тяжелых условиях. Поэтому следует контролировать нагрев ротора и для стержней и короткозамыкающих колец выбирать пригодный материал, обладающий повышенной механической прочностью (напр., легированная медь с добавкой 1% кадмия или 0,1% серебра). В тех случаях, когда пусковые моменты при крупных мощностях значительны, и нагрев ротора при пуске достигает недопускаемых значений, обмотки в виде беличьего колеса вообще не применимы.

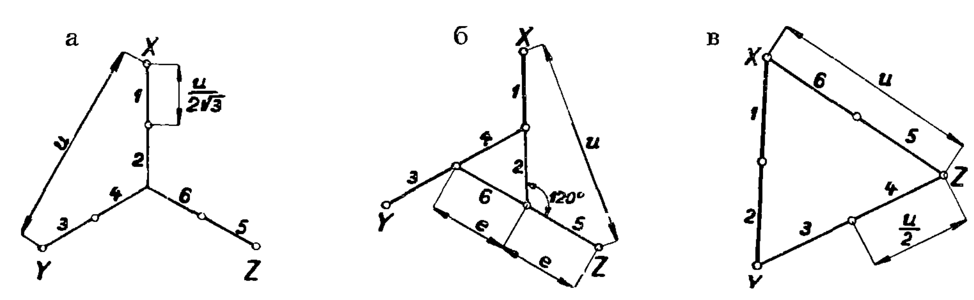


Рис. 21-20. Пуск в ход асинхронного двигателя в соединении в звезду, в сложную звезду и треугольник.

У некоторых, напр. текстильных машин, часто требуется избегать внезапного возрастания момента до нормальной величины. В таком случае для статора можно использовать обмотку с двумя параллельными ветвями на фазу. В первой стадии пуска двигатель подключается в соединение звездой (рис. 21-20а), причем обе ветви соединены последовательно. Во второй стадии пуска обмотка переключается в сложную звезду (рис. 21-20б), причем одни ветви соединяются в треугольник и к ним присоединяются другие ветви, соединенные в звезду. В третьей стадии пуска обмотка соединяется в треугольник (рис. 21-20в) так, что обе ветви будут соединены последовательно.

Если обозначить момент при соединении в треугольник через $\dot{M}$, сетевое линейное напряжение через U и напряжение катушечной группы одной ветви через e, то напряжение при соединении в звезду приобретет вид

$$e = \frac{U}{2\sqrt{3}}$$

и момент — вид

$$M_1 = \left(\frac{U}{2\sqrt{3}} : \frac{U}{2}\right)^2 M = 0{,}333M\,.$$

При соединении в сложную звезду по теореме косинусов (рис. 21-20б) имеем

$$U^2 = 4e^2 + e^2 - 4e^2 \cos 120^\circ = 7e^2\,,$$

откуда напряжение

$$e = \frac{U}{\sqrt{7}}$$

и момент

$$M_2 = \left(\frac{U}{\sqrt{7}} : \frac{U}{2}\right)^2 M = 0{,}571M .$$

При соединении в треугольник напряжение примет вид

$$e = \frac{U}{2}$$

и момент будет M.

Наряду с вихревыми якорями и якорями Бушеро существует ряд различных других выполнений, цель которых заключается в ограничении пускового тока и увеличении пускового момента.

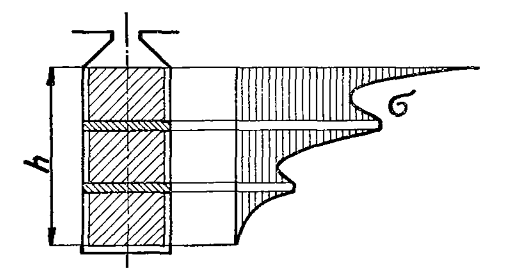


Рис. 21-21. Паз со стальными прокладками между проводниками.

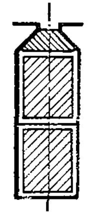


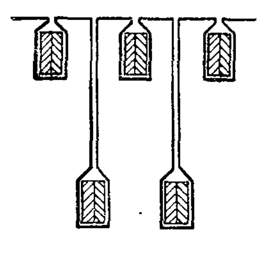
Рис. 21-22. Паз с фазной обмоткой и латунными клиньями, образующими стержни пусковой клетки.

Так например, способ, приведенный на рис. 21-21, дает возможность пользоваться нормальными пазами. В паз вкладывается несколько массивных проводников друг над другом, взаимно отделенных стальными прокладками, с целью вызвать неравномерное распределение тока между проводниками при пуске и увеличить таким образом полное сопротивление проводников, уложенных в пазу.

При другом способе, приведенном на рис. 21-22, пользуются также нормальными пазами, в которые укладывается фазная обмотка, управляемая центробежными выключателями. Пазы закрываются латунными клиньями, соединенными на концах короткозамыкающими кольцами и образующими пусковую клетку.

ЧКД Прага н. п. создал „антигармонический“ бифилярный якорь, снабженный двумя типами пазов того же вида, уложенных на различных глубинах. Одни пазы расположены у поверхности якоря, другие же глубоко в его сердечнике (рис. 21-23). Обмотка состоит из катушек, соединенных на одной стороне короткозамыкающим кольцом. Передние стороны катушек вкладываются в верхние пазы с малым реактивным сопротивлением, задние же — в нижние пазы с большим реактивным сопротивлением. Помимо этого каждая сторона

катушки состоит из двух элементарных проводников вкладываемых в соседние пазы так, чтобы образовалась петля вокруг зубцов (рис. 21-24). При пуске нижние пазы, в силу повышенной частоты ротора, оказывают значительное реактивное сопротивление, так что поток верхних стержней с трудом проникает в нижние пазы и потому замыкается в петлях вокруг зубцов. Так как токи элементарных проводников в пазах находятся почти в противофазе, то их



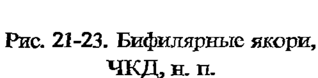


Рис. 21-23. Бифилярные якори, ЧКД, н. п.

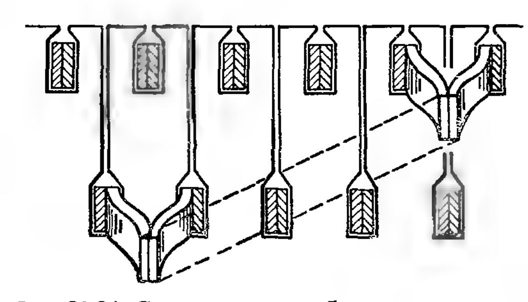


Рис. 21-24. Схематическое изображение катушки бифилярного якоря.

магнитное действие уничтожается, их рассеяние таким образом уменьшается и токи приобретают значительные величины, не оказывая при этом магнитного влияния на статор. Таким образом получается большой пусковой момент. По мере возрастания числа оборотов уменьшается не только частота ротора, но и реактивное сопротивление нижних пазов так, что токи из верхних пазов могут протекать по лобовым соединениям в нижние пазы. Преимущество такого бифилярного якоря заключается во — первых в том, что при целесообразном выборе шага можно подавить высшие гармоники и во-вторых, что якорь обладает относительно большой теплоемкостью, так как потери возникают во всей медной обмотке, и последняя в состоянии переносить частые пуски.

Другой подобной конструкцией ЧКД — Прага н. п. является BI-двигатель. Якорь и здесь снабжен двумя типами пазов, из которых одни расположены у поверхности якоря, а другие более глубоко в его активной стали. Обмотка здесь двухслойная из голой меди с укороченным шагом. Одна сторона катушки вкладывается в верхние пазы, а другая — в нижние, в различных слоях (рис. 21-25). На одной стороне якоря катушки соединены одним или двумя отдельными короткозамыкающими кольцами, на другой же стороне имеются простые лобовые соединения. Работа такой конструкции и ее преимущества такие же, как у ранее приведенной конструкции бифилярного якоря.

Как было уже ранее сказано, обмотки с беличьей клеткой при пуске двигателя подвергаются обычно значительным тепловым напряжениям. Это имеет место, напр. в тех случаях, когда совместно с ротором вращаются большие инерционные массы или же тогда, когда ротор должен преодолеть значительное пассивное сопротивление при разгоне. Обмотки в виде беличьего колеса можно прак-

тически применять для пуска машины вплоть до мощности примерно 5000 квт при сохранении других благоприятных пусковых условий. У машин больших мощностей следует проверять нагрев роторной обмотки после пуска.

С этой целью определим моменты вращения и нагрузки как функцию скорости вращения или скольжения. На рис. 21-26 зависимость этих моментов изображена в виде кривых M и M_z. Момент ускорения, равняющийся разности момента вращения и момента нагрузки $M_a = M - M_z$, ускоряет ротор вплоть до достижения конечной величины скольжения s или числа оборотов n, при котором момент вращения и момент нагрузки уравновешиваются.

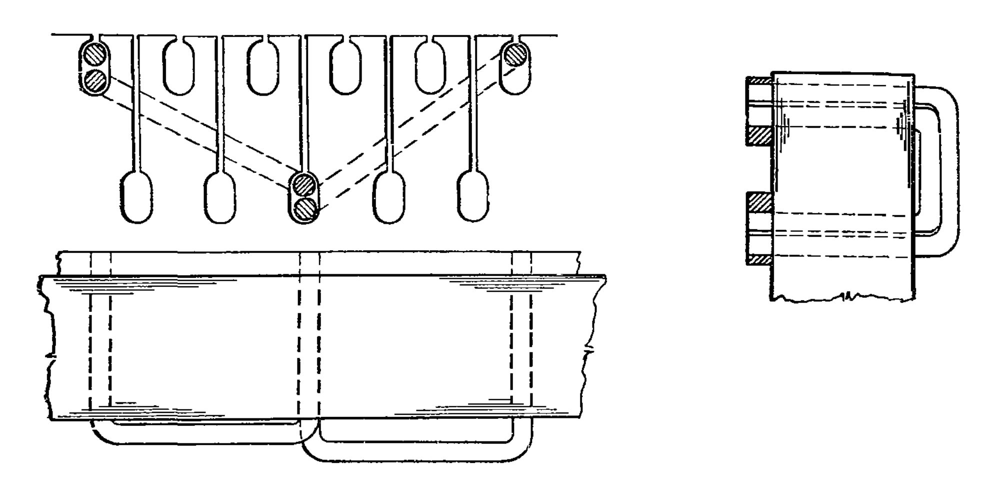


Рис. 21-25. Схематическое изображение якоря BI—двигателя фирмы ЧКД — Прага, н. п.

Если обозначить инерционную массу включая и прикрепленные массы через GD^2, то момент инерции примет вид

$$K = \frac{GD^2}{4g} \quad [\text{кгм}^2],$$

где g — земное ускорение в м/сек^2. Тогда момент ускорения будет равен

$$M_a = K\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}, \qquad (21\text{-}1)$$

где Ω — механичесакя скорость ротора, данная уравнением

$$\Omega = \frac{\omega}{p}(1 - s)$$

а $\omega = 2\pi f$ — электрическая угловая скорость. Подставив эти значения в уравнение (21-1) получим

$$\mathrm{d}t = -\frac{K}{M_a}\frac{\omega}{p}\mathrm{d}s. \qquad (21\text{-}2)$$

Из этой формулы можно вывести метод для графического изображения кривой разгона во времени. Для этой цели на рис. 21-26 вычерчивается кривая ускорения A, ординаты которой даются выражением

$$A = \frac{K}{M_a}.$$

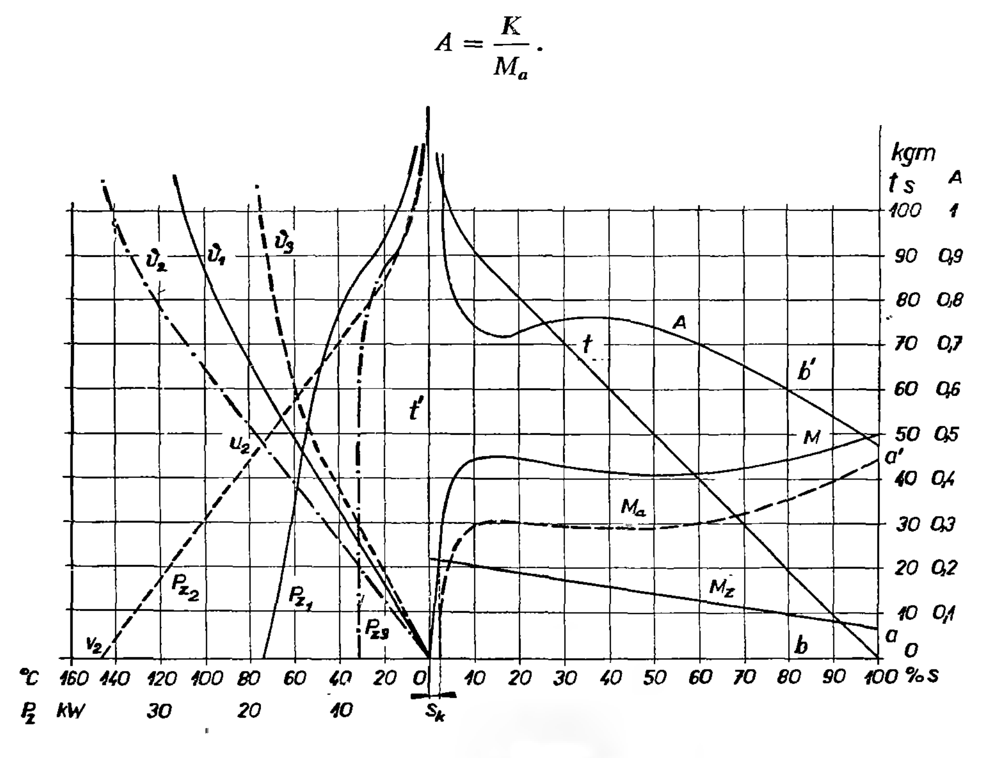


Рис. 21-26. Кривые разгона и нагрева двигателя Бушеро.

Согласно уравнению (21-2) время пуска дается интегралом

$$t = -\frac{\omega}{p}\int_{s=1}^{s} A\,\mathrm{d}s = \frac{\omega}{p}\int_{s}^{s=1} A\,\mathrm{d}s\,. \tag{21-3}$$

Величина этого интеграла соответствует площади $(aa'b'b)$ на рис. (21-26), откуда видно, что время пуска пропорционально площади, расположенной между кривой A и осью X. В момент времени $t = 0$ скольжение $s = 100\%$; при конечной же скорости ротора оно приближается асимптотически к относительной скорости $v_k = 1 - s_k$. Время пуска для любой величины скольжения s находится путем определения площади $(aa'b'a)$ при помощи планиметра и умножения полученного значения на отношение ω/p. На рис. 21-26 на оси X нанесено скольжение s, а на оси Y — время разгона в секундах.

Если нам известна кривая разгона t, то в каждый определенный момент времени можно определить омические потери в обмотке, соответствующие сколь-

жению s. Так напр., на рис. 21-26 приведены потери в обмотке с двойной беличьей клеткой двигателя Бушеро P_{z_1}, P_{z_2}, P_{z_3}, как функции времени в направлении отрицательной оси X. Если требуется определить нагрев верхней обмотки с беличьей клеткой за отрезок времени t', то определим при помощи планиметра площадь $(ot'u_2v_2)$, соответствующую кривой P_{z_2}. Если обозначить вес бронзы такой обмотки через G_2, а соответствующую удельную теплоемкость через σ_2, то нагрев обмотки выразится в виде

$$\vartheta_2 = \left(\int_0^{t'} P_{z_2}\,\mathrm{d}t : 4200 G_2 \sigma_2\right) \approx 0{,}24 \frac{J_2}{G_2\sigma_2} 10^{-3} \quad [°\mathrm{C}],$$

где через I_2 обозначена потеря работы, выраженная в джоулях и преобразованная в тепло. Аналогично можно определять нагрев и других обмоток.

При расчетах мы пренебрегли утечкой тепла в окружающие части машины, главным образом в зубцы. Если учитывать утечку тепла, то эффективный нагрев будет несколько меньше рассчитанного. Если вычертить кривые нагрева ϑ_1, ϑ_2, ϑ_3, соответствующие потерям P_{z_1}, P_{z_2}, P_{z_3}, то обнаружится, что максимальный нагрев у двигателя Бушеро имеет место в верхней клетке. У обмоток с беличьей клеткой, спаянных на твердом припое, можно допускать максимальный нагрев при пуске до примерно 250°С. Если такой нагрев чересчур велик, то следует увеличить теплоемкость пусковой обмотки, напр., путем использования металлического сплава, обладающего большим удельным сопротивлением, и использования большего сечения проводника. При том следует иметь в виду, что растяжение нижнего и верхнего стержней различно и что могут иметь место значительные механические напряжения. Поэтому рекомендуется отдельные обмотки с беличьей клеткой снабжать собственными короткозамыкающими кольцами.

Крупные машины с неблагоприятными пусковыми условиями иногда приходится пускать в ход иначе, чем при помощи обмоток с беличьей клеткой, напр., при помощи либо пускового двигателя, либо асинхронного генератора и т. д.

22. ВЛИЯНИЕ ОБМОТОК НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ У СИНХРОННЫХ МАШИН

Общее требование, предъявляемое к альтернаторам заключается в том, чтобы кривая распределения напряжения, индуктированного в обмотке, приближалась по возможности к синусоиде. Если предположить, что во всех проводниках в пазу индуктируется одинаковое напряжение, то характер его изменения будет совпадать с характером изменения магнитного поля. Если магнит-

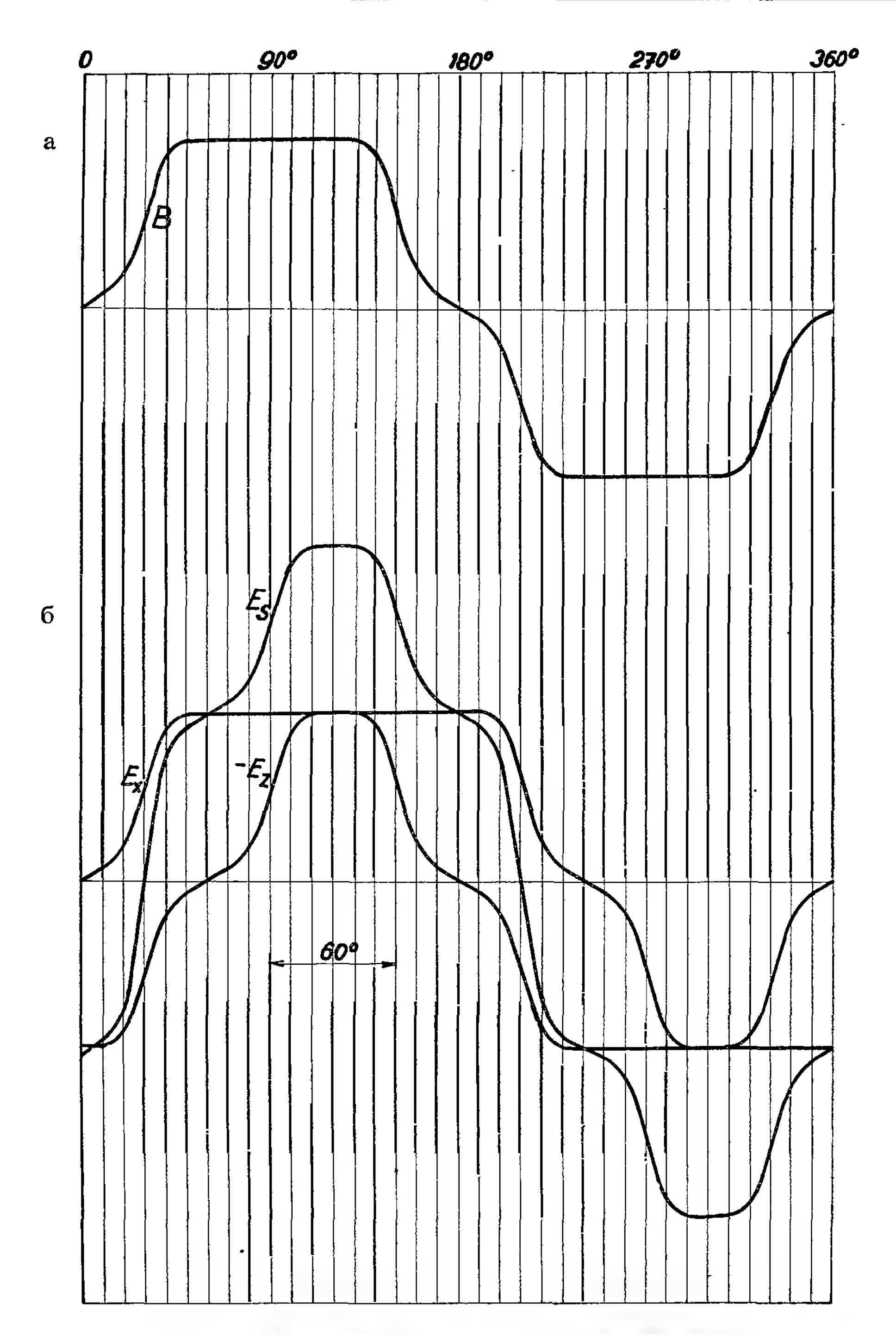


Рис. 22-1. Распределение магнитного поля и определение напряжения обмотки с $q = 1$.

ное поле изменяется синусоидально, то и напряжение изменяется синусоидально. Однако же и при несинусоидальной кривой поля можно путем целесообразного выбора обмотки получить кривую напряжения, приближающуюся к синусоиде, так как на ее форму оказывают влияние различные параметры, как напр., шаг обмотки, число пазов на полюс и фазу и является ли оно целым или дробным. Для определения влияния этих факторов, построим кривые напряжения некоторых обмоток.

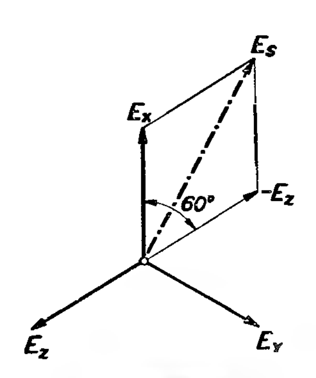


Рис. 22-2. Определение линейного напряжения.

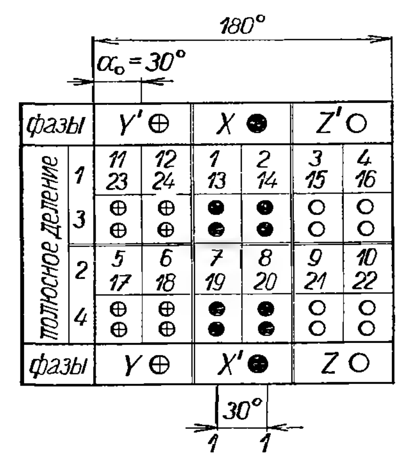


Рис. 22-3. Схема Тингли трехфазной двухслойной обмотки с полным шагом, $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2$, $N_d = 24$, $y_{d_1} = Q = 6$.

1. Предположим, что кривая магнитного поля B, приведенная на рис. 22-1а, по своему виду значительно отличается от синусоиды. Если трехфазная обмотка имеет один паз на полюс и фазу, то такая кривая в определенном масштабе является и кривой фазного напряжения E_x. Вектор линейного напряжения E_s является геометрической суммой фазных напряжений E_x и $-E_z$, образующих между собой угол 60° (рис. 22-2). Аналогично строится и кривая линейного напряжения, а именно так, что наносится такая же кривая, сдвинутая на 60°, и ординаты обеих кривых алгебраически складываются. Как видно из рис. 22-1б кривая линейного напряжения обмотки с одним пазом на полюс и фазу содержит ряд высших гармоник, в особенности пятую гармонику, так что такая обмотка для альтернаторов не пригодна.

2. Рассмотрим теперь двухслойную четырехполюсную обмотку с полным шагом и целым числом пазов на полюс и фазу $q = 2$, так что полное число пазов будет $N_d = 24$. Для исследования изменений индуктированного напряжения воспользуемся звездой векторов или упрощенной двухполюсной схемой Тингли (рис. 22-3). Из схемы видно, что, напр., фазе X в нечетных полюсных делениях соответствуют пазы *1, 2, 13, 14*, а в четных полюсных делениях — пазы *7, 8, 19* и *20*. Так как пазы *1, 13, 7* и *19* занимают то же относительное положение в магнитном поле, то кривая индуктированного напряжения в этих

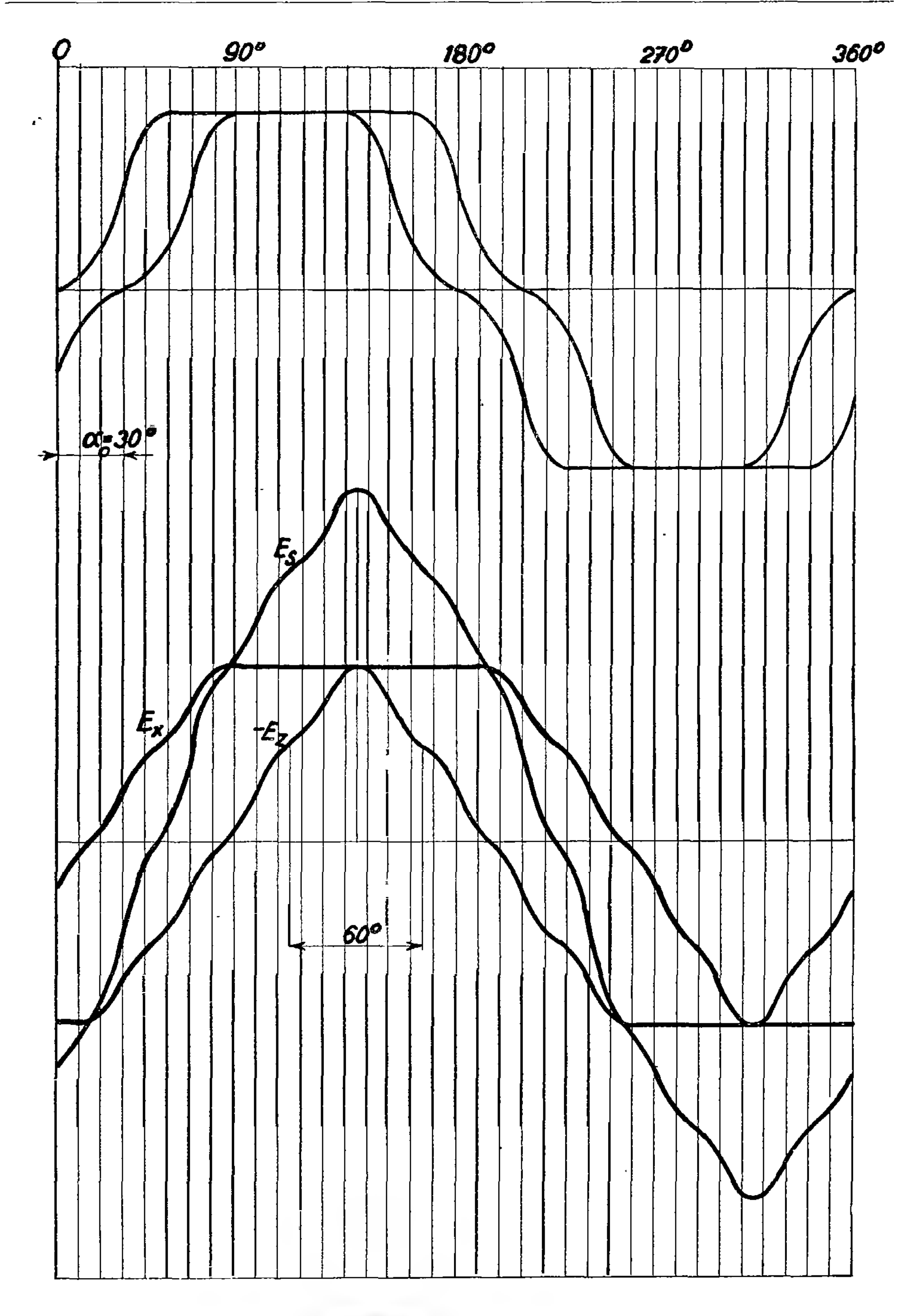


Рис. 22-4. Определение кривой напряжения обмотки с полным шагом и целым числом пазов на полюс и фазу, $p=2$, $q=2$, $N_d=24$.

а

180°; $\alpha_0 = 10°$

фаза		Y′⊕						X ●						Z′ ○					
полюсное деление	1	31	32	33	34	35	36	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
		⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	● ●	● ●	● ●	● ●	● ●	● ●	○ ○	○ ○	○ ○	○ ○	○ ○	○ ○
	2	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
		⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	● ●	● ●	● ●	● ●	● ●	● ●	○ ○	○ ○	○ ○	○ ○	○ ○	○ ○
фаза		Y ⊕						X′ ●						Z ○					

10° 10° 10° 10° 10°

1 1 1 1 1 1

б

180°; $\alpha_0 = 10°$

фазы		Y′ ⊕						X ●						Z′ ○					
полюсное деление	1	31	32	33	34	35	36	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
		⊕ ○	⊕ ○	⊕ ○	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	● ●	● ●	● ●	● ○	● ○	● ○	○ ○	○ ○	○ ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
	2	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
		⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	● ●	● ●	● ●	● ○	● ○	● ○	○ ○	○ ○	○ ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
фазы		Y ⊕						X′ ●						Z ○					

укорочение шага 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10°

$\gamma = 30°$ 1 1 1 2 2 2 1 1 1

Рис. 22-5а, б. Схема Тингли двухслойной обмотки, $p = 1$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, а) обмотка с полным шагом ($y_{d_1} = 18$), б) обмотка с укороченным шагом на $\gamma = 30°$ ($y_{d_1} = 15$).

пазах будет одинаковой и сходной с кривой поля. В пазах *2, 14, 8* и *20* кривая индуктированного напряжения будет также одинаковой и сходной с кривой поля, однако по отношению к первой кривой сдвинута на угол $\alpha_0 = 30°$ (рис. 22-4). Путем алгебраического суммирования ординат обеих кривых выводится затем кривая фазного напряжения E_x. Если еще вычертить соответствующую кривую фазного напряжения $-E_z$, сдвинутую на 60°, то складывая ординаты обеих кривых получим линейное напряжение E_s. Хотя кривая линейного напряжения по своему виду и приближается к синусоиде, тем не менее она содержит ряд нечетных гармоник.

в

фаза		Y' ⊕						X ●						Z' ○					
полюсное деление	1	31	32	33	34	35	36	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
		⊕ ⊕	⊕ ⊕	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	● ●	● ●	● ○	● ○	● ○	● ○	○ ○	○ ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
	2	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
		○ ⊕	○ ⊕	○ ●	○ ●	○ ●	○ ●	● ●	● ●	● ○	● ○	● ○	● ○	○ ○	○ ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
фаза		Y ⊕						X' ●						Z' ○					

10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° — укорочение шага

1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 — $\gamma = 40°$

г

фаза		Y' ⊕						X ●						Z' ○					
полюсное деление	1	31	32	33	34	35	36	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
		⊕ ⊕	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	● ●	● ○	● ○	● ○	● ○	● ○	○ ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
	2	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
		⊕ ⊕	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	● ●	● ○	● ○	● ○	● ○	● ○	○ ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
фаза		Y ⊕						X' ●						Z ○					

10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° — укорочение шага

1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 — $\gamma = 50°$

д

фаза		Y' ⊕						X ●						Z ○					
полюсное деление	1	31	32	33	34	35	36	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
		⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	● ○	● ○	● ○	● ○	● ○	● ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
	2	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
		⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	⊕ ●	● ○	● ○	● ○	● ○	● ○	● ○	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕	○ ⊕
фаза		Y ⊕						X' ●						Z ○					

10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° 10° — укорочение шага

1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 — $\gamma = 60°$

Рис. 22-5 в, г, д. Схема Тингли двухслойной обмотки, $p = 1$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, в) обмотка с укороченным шагом на $\gamma = 40°$ ($y_{d_1} = 14$), г) обмотка с укороченным шагом на $\gamma = 50°$ ($y_{d_1} = 13$), д) обмотка с укороченным шагом на $\gamma = 60°$ ($y_{d_1} = 12$).

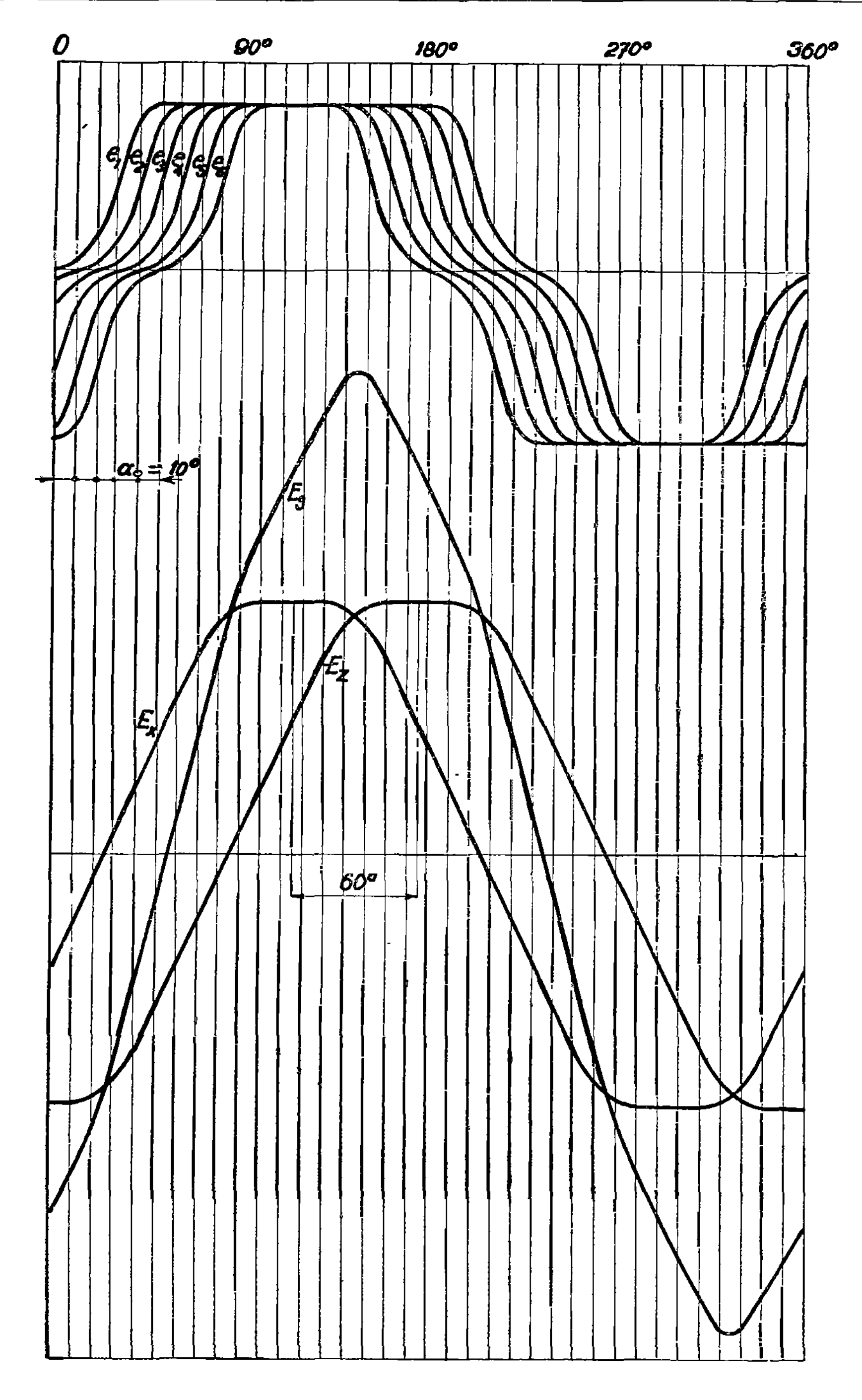


Рис. 22-6. Определение кривой напряжения обмотки с полным шагом и с целым числом пазов на полюс и фазу; $p = 1$, $m = 3$, $q = 6$, $N_d = 36$, $y_{d1} = Q = 18$.

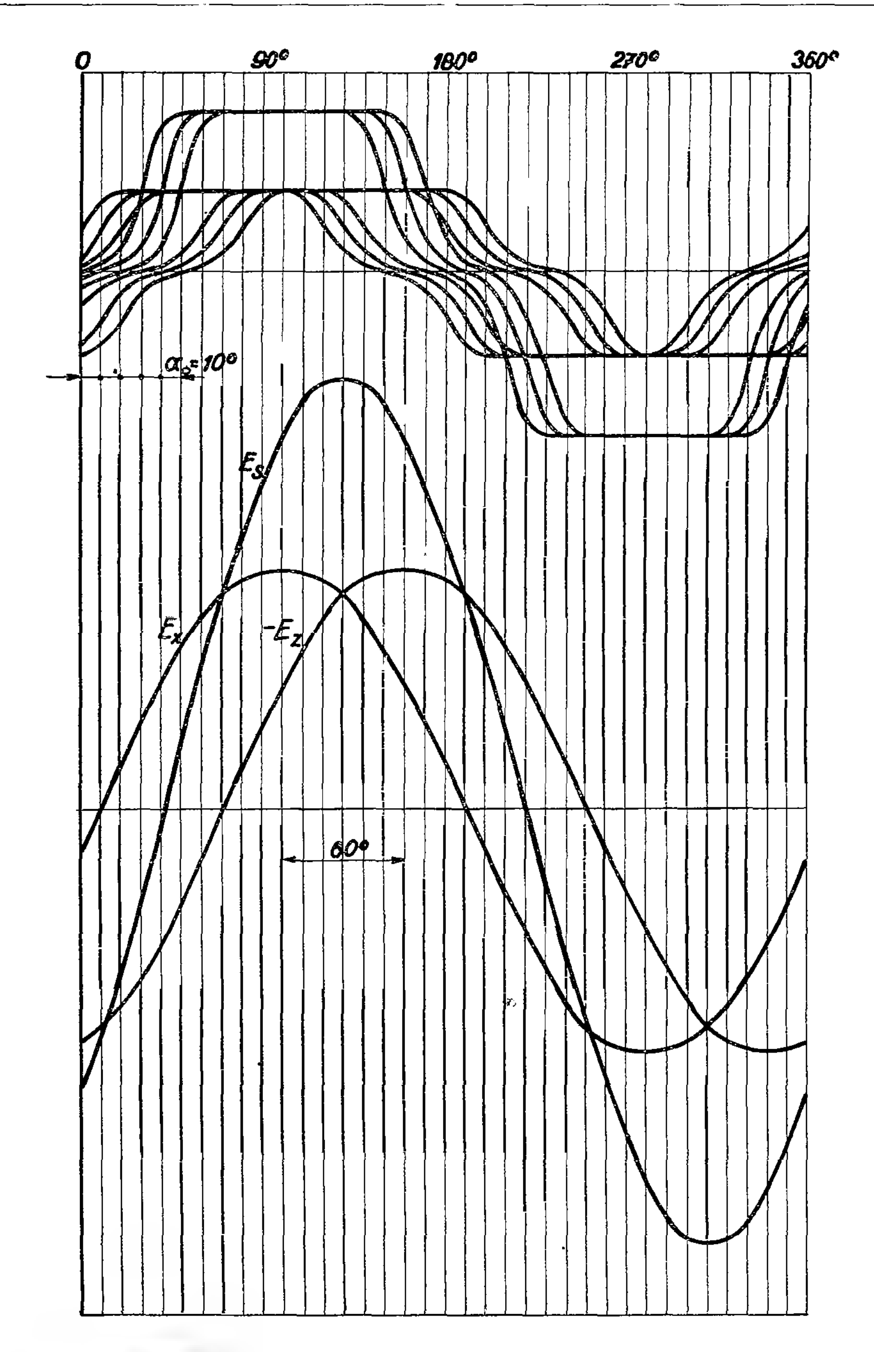


Рис. 22-7. Определение кривой напряжения обмотки с укороченным шагом на $\gamma = 30°$ и целым числом пазов на полюс и фазу; $p = 1$, $m = 3$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, $y_{d_1} = 15$. Ту же характеристику напряжения имеет обмотка с укороченным шагом на $\gamma = 30°$ и с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 5$, $m = 3$, $q = 1\frac{1}{5}$, $N_d = 36$.

3. Далее рассмотрим кривую индуктированного напряжения двухслойной обмотки с полным шагом и целым числом пазов на полюс и фазу $q = 6$. Для простоты возьмем двухполюсную машину, так что полное число пазов будет $N_d = 36$.

Шаг обмотки здесь равен $y_{d_1} = 18$ пазов. Из схемы Тингли, приведенной на рис. 22-5а, видно, что одной фазе принадлежит 6 пазов в первом полюсном делении и шесть — во втором, причем пазовые напряжения в двух пазах, одно в нечетном, а другое в четном полюсном делении одинаковы и сходны с кривой поля. Так, напр., для фазы X имеем шесть групп пазов *1* и *19*, *2* и *20*, *3* и *21*, *4* и *22*, *5* и *23*, *6* и *24*. Однако, пазовые напряжения этих групп сдвинуты друг относительно друга на угол $\alpha_0 = 10°$ (рис. 22-6). Вычертим теперь шесть кривых распределения магнитного поля, сдвинутых друг относительно друга на 10°, которые в определенном масштабе характеризуют кривую пазовых напряжений. Складывая алгебраически их ординаты, выведем кривую фазного напряжения E_x, из которой затем путем нанесения сходной кривой напряжения второй фазы $-E_z$, сдвинутой на угол 60° и алгебраического сложения одновременных значений получим величину линейного напряжения E_s.

4. Для определения влияния укорочения шага на характер индуктированного напряжения рассмотрим кривую напряжения той же обмотки, но с шагом укороченным на 30°, так что шаг по пазам будет равен $y_{d_1} = 15$ пазов. Такой обмотке соответствует схема Тингли, приведенная на рис. 22-5б. У обмоток с полным шагом оба слоя во всех пазах принадлежат одной фазе, в то время как у обмоток с укороченным шагом в некоторых пазах встечаются слои, принадлежащие различным фазам. Так, наприм., фазе X в пазах *1*, *2*, *3* в первом полюсном делении, и в пазах *19*, *20*, *21* во втором полюсном делении принадлежат лишь верхние слои, в пазах же *34*, *35*, *36* и *16*, *17*, *18* – лишь нижние слои. Притом пазовые напряжения пазовых групп *34* и *16*, *35* и *17*, *36* и *18*, далее *4* и *22*, *5* и *23*, *6* и *24* одинаковы и сдвинуты друг относительно друга на угол $\alpha_0 = 10°$. Равным образом и напряжения пазовых групп *1* и *19*, *2* и *20*, *3* и *21* одинаковы и сдвинуты друг относительно друга на угол $\alpha_0 = 10°$, однако же по сравнению с первыми имеют в два раза большие амплитуды. Для исследования характера распределения фазного напряжения (рис. 22-7) построим девять кривых, сходных с характером распределения магнитного поля и сдвинутых друг относительно друга на угол $\alpha_0 = 10°$; амплитуда трех средних из них будет в два раза превышать амплитуду шести остальных. В результате сложения одновременных значений получим кривую фазного напряжения E_x и после прибавления соответствующей кривой фазного напряжения $-E_z$, сдвинутой на угол *30°*, получим кривую линейного напряжения E_s. Кривые указывают на благоприятное влияние укорочения шага на распределение индуктированного напряжения. Кривые фазного и линейного напряжений значительно приблизились к синусоиде.

Однако, при укорочении шага можно идти лишь до определенной оптимальной величины, зависящей от вида поля. У машин с явно выраженными полю-

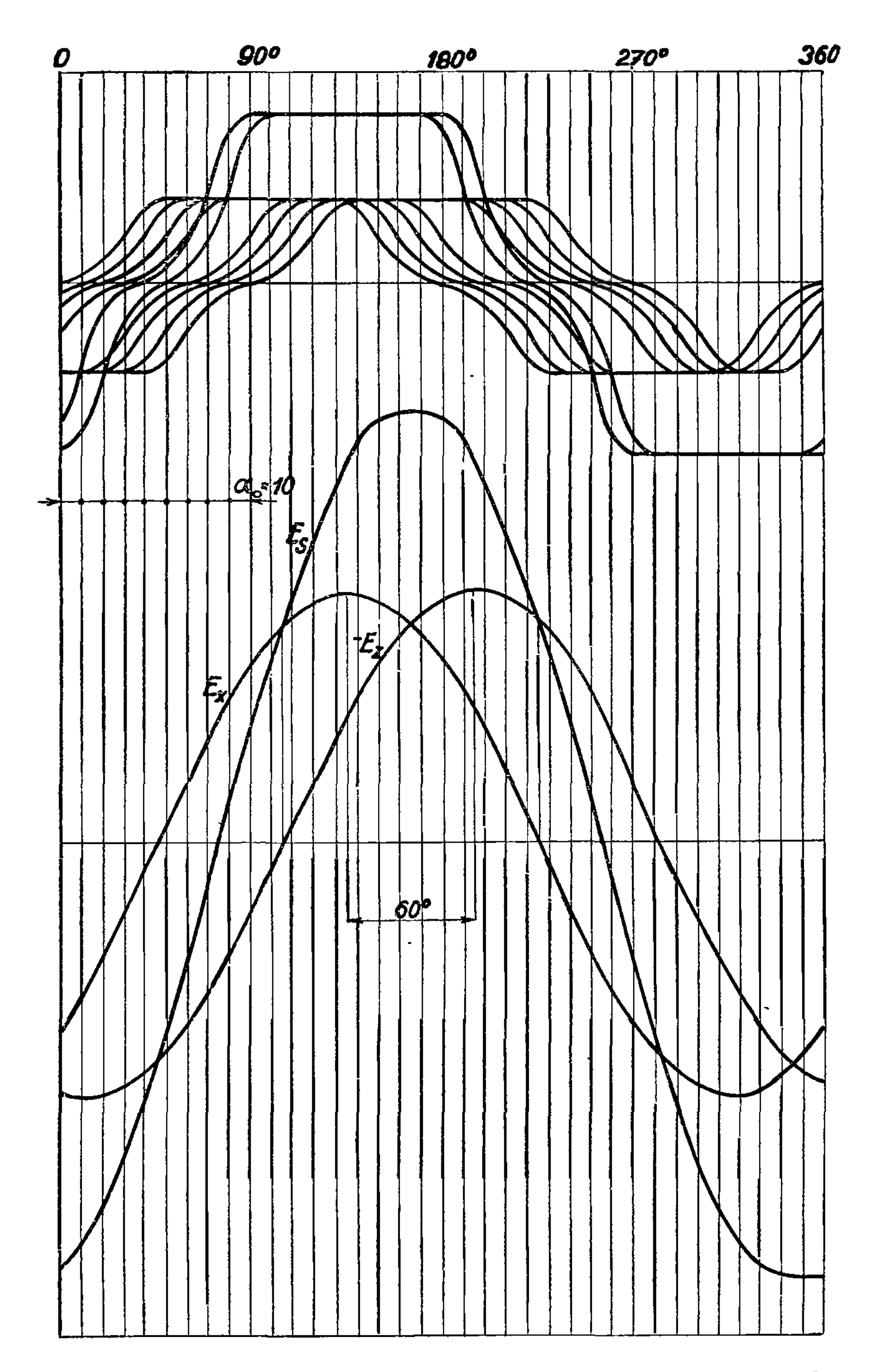


Рис. 22-8. Определение кривой напряжения обмотки с укороченным шагом на $\gamma = 40°$ и целым числом пазов на полюс и фазу; $p = 1$, $m = 3$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, $y_{d_1} = 14$.

сами, где кривая поля обычно отличается от синусоиды, чрезмерное укорочение шага может оказать неблагоприятное влияние на распределение индуктированного напряжения. Проследим же теперь как кривая напряжения рассматриваемой обмотки с шестью пазами на полюс и фазу будет реагировать на дальнейшее укорочение шага.

а) Если принять шаг обмотки равным $y_{d_1} = 14$ пазам, т. е. укороченным на угол равный 40°, то получим схему Тингли, приведенную на рис. 22-5в. Из рисунка видно, что, напр. фаза X, в каждом полюсном делении сходно расположена в десяти пазах, причем в двух средних пазах находится целиком, а в остальных восьми пазах лишь в одном слое. Если построить (рис. 22-8) десять кривых, сходных с характером распределения магнитного поля и сдвинутых друг относительно друга на угол между пазами $\alpha_0 = 10°$, причем две средние кривые будут иметь ординаты двухкратной величины, то складывая алгебраически одновременные значения фазного напряжения E_x и увеличивая полученную сумму на соответствующую кривую фазного напряжения $-E_z$, сдвинутую на угол равный 60°, получим кривую линейного напряжения E_s. Если сравнить кривые фазного и линейного напряжений с теми же кривыми обмотки с $q = 6$ и укорочением шага на угол равный 30°, то обнаружим, что в области вершины кривой наступило определенное ухудшение.

б) Еще более заметной будет деформация кривых напряжения, если принять шаг равным $y_{d_1} = 13$ пазам ,т. е. укороченный на угол равный 50°. Из соответствующей схемы Тингли, приведенной на рис. 22-5г, видно, что фаза X расположена в обоих полюсных делениях сходным образом в 11 пазах, при чем в среднем пазу — в обоих слоях, а в остальных десяти пазах лишь в одном слое. Построив 11 кривых (рис. 22-9), сходных с характером распределения поля и сдвинутых друг относительно друга на угол между пазами $\alpha_0 = 10°$, причем средняя кривая будет иметь двухкратную амплитуду, выведем путем сложения одновременных значений распределение фазного напряжения E_x и на его основании получим кривую линейного напряжения E_s. Обе кривые в области вершины кривой значительно деформированы.

в) Наиболее неблагоприятные условия создаются в случае укорочения шага до двух третей полюсного деления, т. е. на угол равный 60°. В таком случае фаза X согласно схеме Тингли, приведенной на рис. 22-5д расположена в обоих полюсных делениях в 12 пазах, но лишь в одном слое. Складывая алгебраически 12 соответствующих кривых (рис. 22-10) сходных с характером распределения поля и сдвинутых друг относительно друга на угол между пазами $\alpha_0 = 10°$, получим кривую фазного напряжения E_x. Прибавляя сходную кривую, сдвинутую на угол 60°, получим кривую линейного напряжения E_s. Как кривая фазного напряжения, так и кривая линейного напряжения в области вершины кривой обнаруживают значительное искажение.

Из рассмотренных выше примеров обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу следует, что наиболее благоприятные условия создаются в том случае,

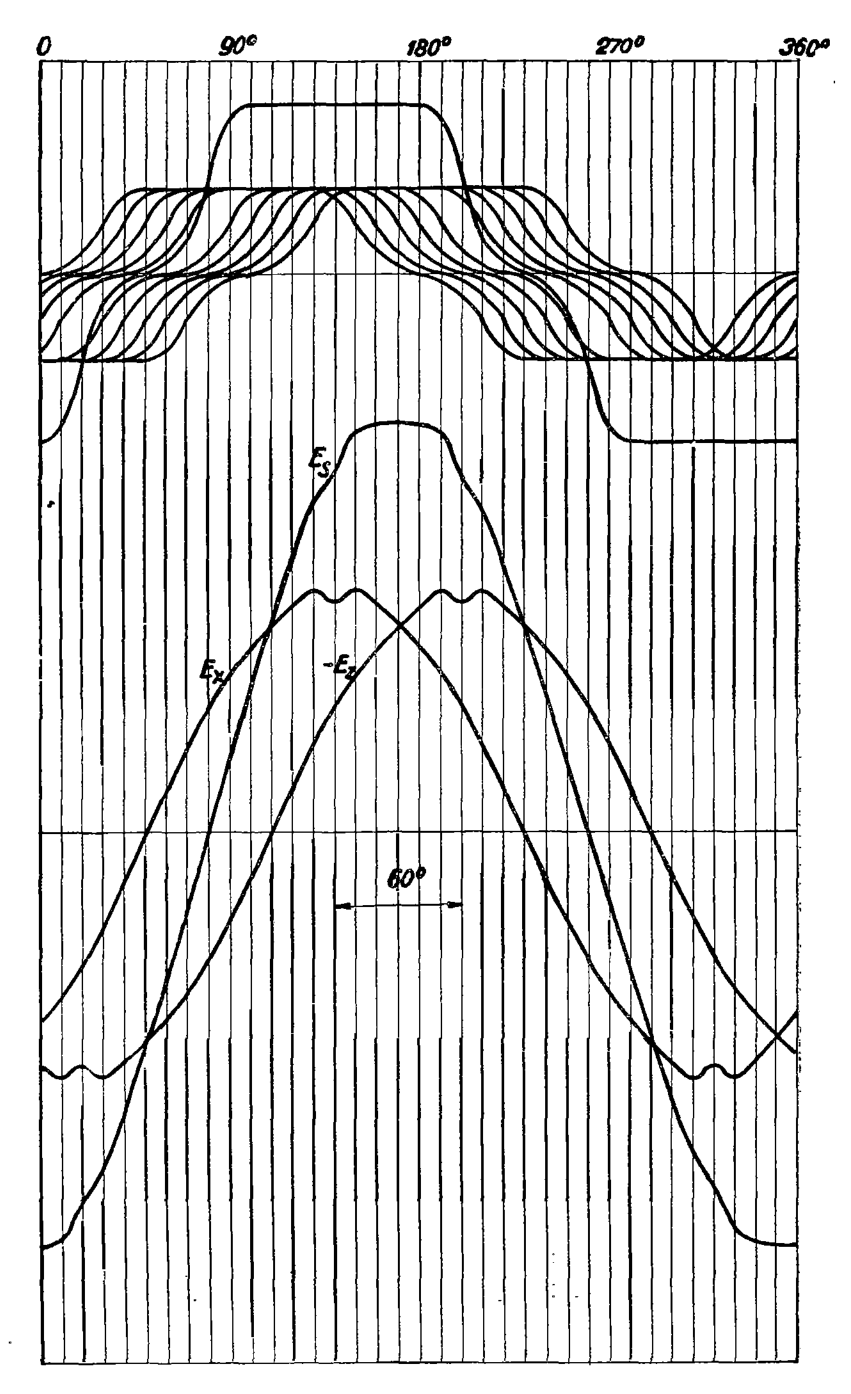


Рис. 22-9. Определение кривой напряжения обмотки с укороченным шагом на $\gamma = 50°$ и с целым числом пазов на полюс и фазу; $p = 1$, $m = 3$, $q = 6$, $N_d = 36$, $Q = 18$, $y_{d_1} = 13$.

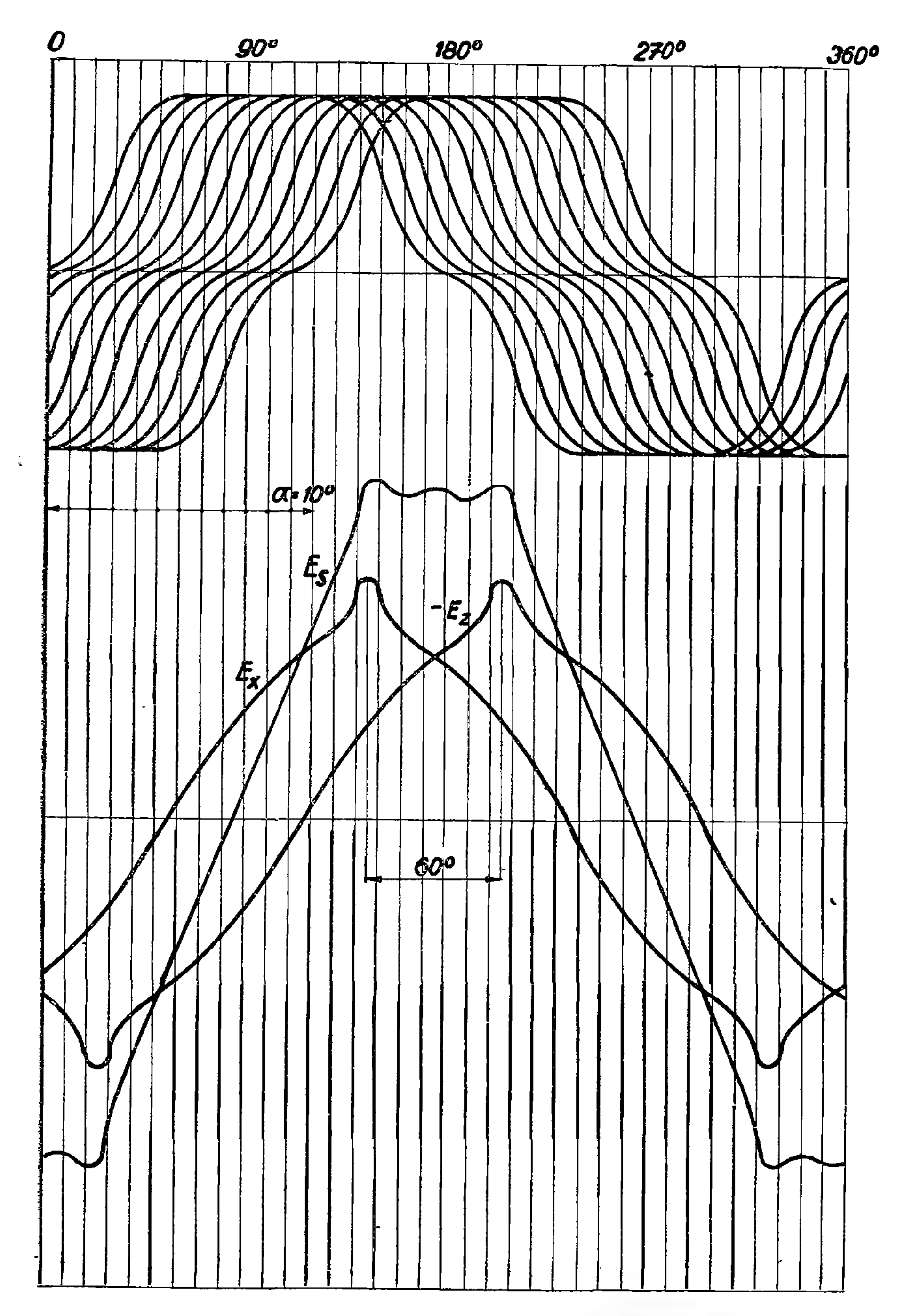


Рис. 22-10. Определение кривой напряжения обмотки с укороченным шагом на $\gamma = 60°$ и с целым числом пазов на полюс и фазу; $p = 1$, $m = 3$, $q = 6$, $N_д = 36$, $Q = 18$, $y_{д1} = 12$.

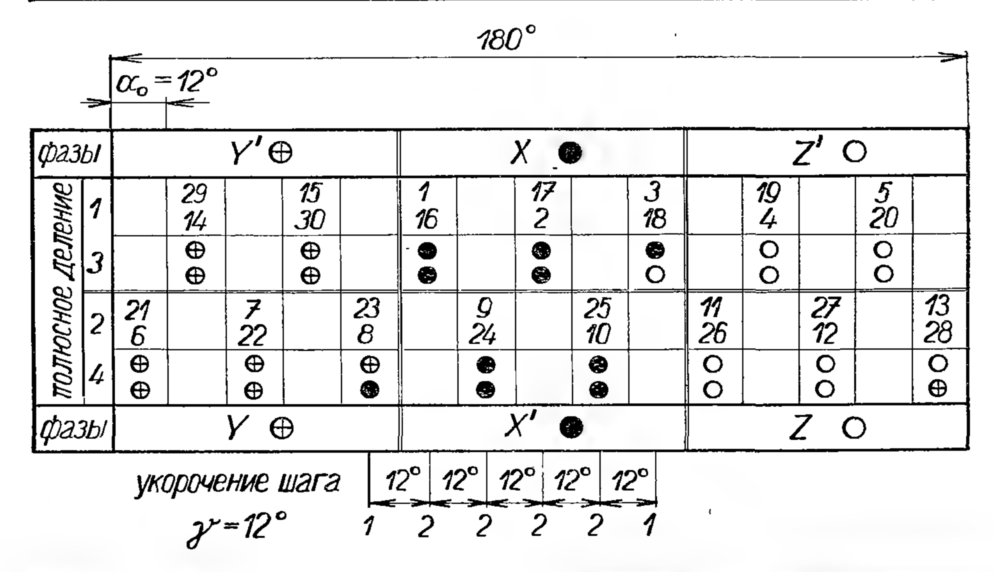


Рис. 22-11а. Схема Тингли однослойной обмотки с укороченным шагом на половину пазового деления и с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = 7$.

фаза		Y' ⊕					X ●					Z' ○				
полюсное деление	1		29 14		15 30		1 16		17 2		3 18		19 4		5 20	
	3		⊕ ○		⊕ ⊕		● ⊕		● ⊕		● ●		○ ●		○ ○	
	2	21 6		7 22		23 8		9 24		25 10		11 26		27 12		13 28
	4	⊕ ○		⊕ ○		⊕ ⊕		● ⊕		● ●		○ ●		○ ●		○ ○
фаза		Y ⊕					X' ●					Z ○				

12° 12° 12° 12° 12° 12° 12°

1 1 1 2 2 1 1 1

Рис. 22-11б. Схема однослойной обмотки с удлиненным шагом на половину пазового деления и с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 2{,}5$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = 8$.

когда $y_{d_1} = 0{,}83Q$, где Q — полюсное деление, выраженное числом пазов.

Тот же результат будет получен и в случае использования обмотки с полным шагом, но несимметрично разрезанной так, чтобы ширина одной зоны равнялась $(60° + \gamma)$, а другой $(60° - \gamma)$, причем $\gamma = 30°$.

У турбоальтернаторов, где шаг часто принимается равным $y_{d_1} = \frac{2}{3}Q$ с целью снижения потерь в лобовых пространствах, столь значительное укорочение шага не оказывает неблагоприятного влияния при условии, что кривая магнит-

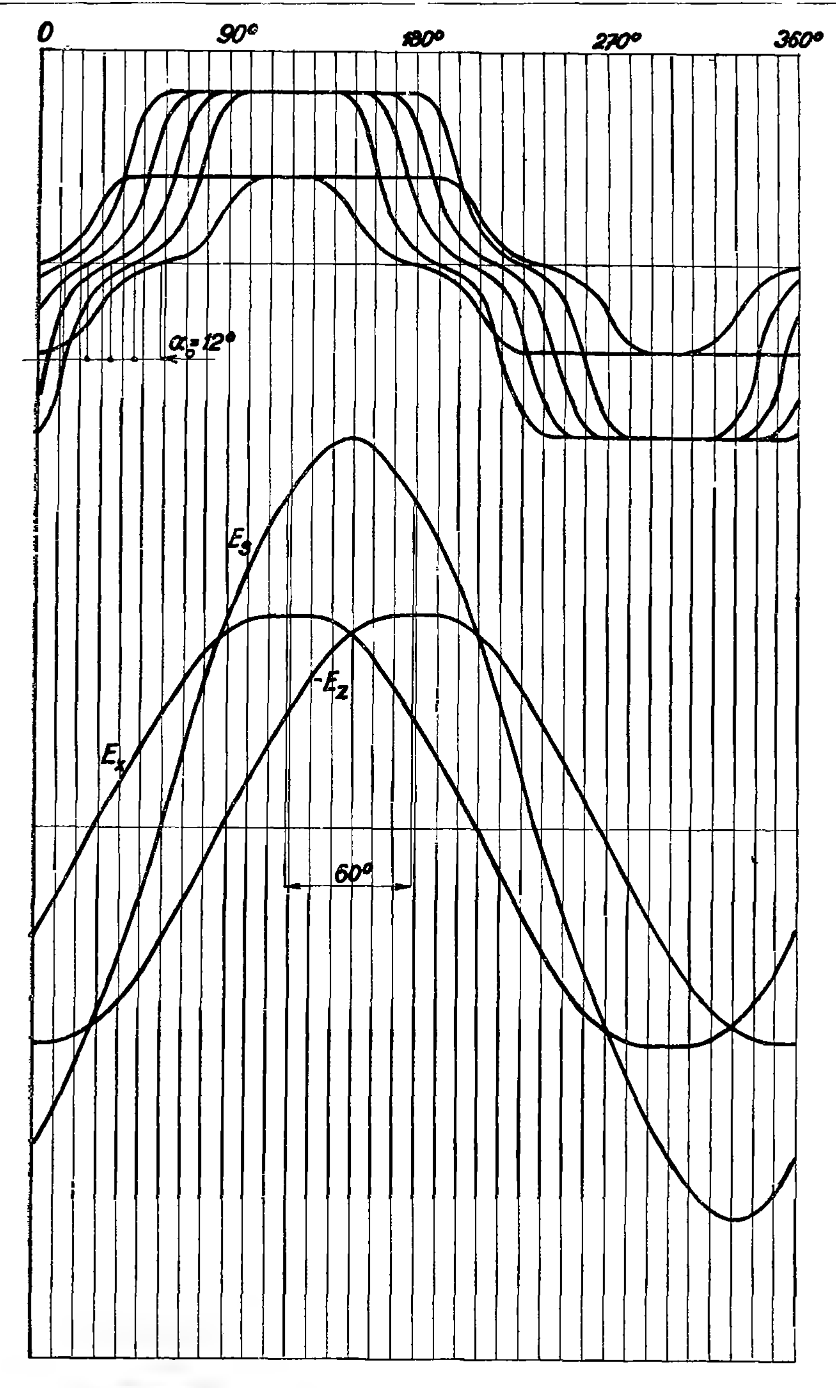


Рис. 22-12а. Определение кривой напряжения однослойной обмотки с укороченным шагом на половину пазового деления и с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = 7$.

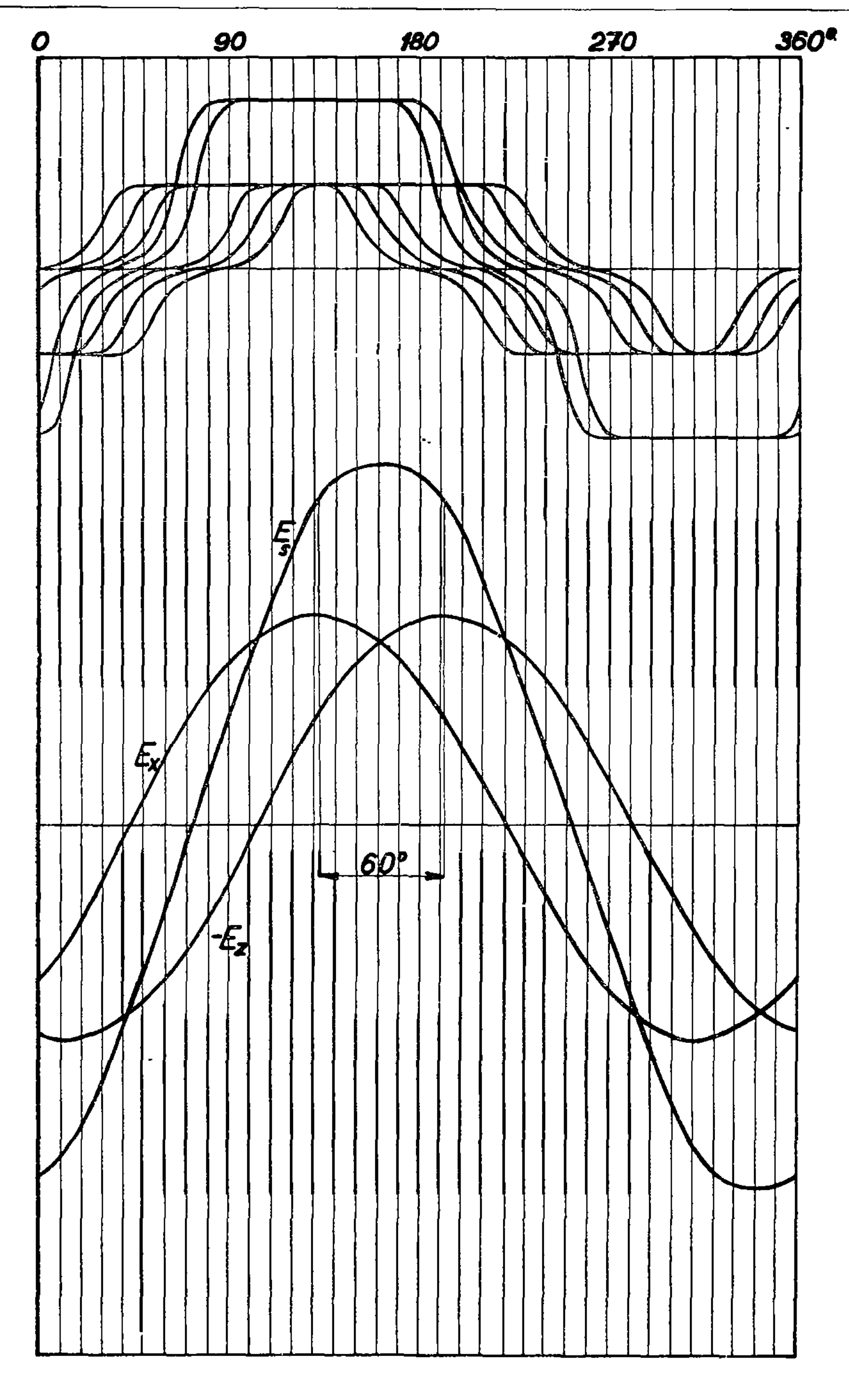


Рис. 22-12б. Определение кривой напряжения однослойной обмотки с удлиненным шагом на половину пазового деления и с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 2$, $m = 3$, $q = 2{,}5$, $N_d = 30$, $Q = 7{,}5$, $y_{d_1} = 8$.

ного поля по своему виду приближается к синусоиде, так как в таком случае кривая индуктированного напряжения будет также синусоидой.

5. Обратим теперь наше внимание на обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу и рассмотрим распределение индуктированного напряжения однослойной четырехполюсной обмотки с числом пазов на полюс и фазу $q = 2{,}5$.

60°

$\alpha_0 = 10°$

фаза		Y'⊕						X●						Z'○					
полюсное деление	1 3 5 7 9	7	36	29	22	15	8	1	30	23	16	9	2	31	24	17	10	3	32
		⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○
		⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○	⊕	⊕	⊕
	2 4 6 8 10	25	18	11	4	33	26	19	12	5	34	27	20	13	6	35	28	21	14
		⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○
		⊕	⊕	⊕	●	●	●	●	●	●	○	○	○	○	○	○	⊕	⊕	⊕
фаза		Y⊕						X'●						Z○					

укорочение шага $\gamma = 30°$

10°	10°	10°	10°	10°	10°	10°	10°

1 1 1 2 2 2 1 1 1

Рис. 22-13. Схема Тингли двухслойной обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу; $p = 5$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 1\frac{1}{5}$, $N_d = 36$, $Q = 3\frac{3}{5}$, $y_{d_1} = 3$.

Число пазов $N_d = 30$, так что полюсное деление будет $Q = 7{,}5$ пазов. Шаг обмотки $y_{d_1} = 7$ пазов, т. е. укороченный на угол $\alpha_0 = 12°$. Из двухполюсной схемы Тингли, приведенной на рис. 22-11а, видно, что расположение пазов одной фазы в магнитном поле в нечетных и четных полюсных делениях различно. Так напр., фаза X в нечетных и четных полюсных делениях занимает пары пазов *1* и *16*, *2* и *17*, *9* и *24*, *10* и *25*, а также крайние отдельные пазы *8* и *3*. Эти группы пазов или отдельные пазы в магнитном поле друг от друга удалены на угол $\alpha = 12°$. Построим теперь шесть кривых пазовых напряжений (рис. 22-12а), сдвинутых друг относительно друга на угол равный 12°; две крайние кривые будут с ординатами половинной величины. Складывая алгебраически одновременные значения получим фазное напряжение E_x, из которого уже известным способом получим линейное напряжение E_s. Из хода обеих кривых видно, что они приближаются к синусоиде.

Более благоприятный ход кривых напряжения получим (22-12б), приняв шаг обмотки равным $y_{d_1} = 8$ пазов, т. е. шаг удлиненный на угол 12°. Согласно схеме Тингли, приведенной на рис. 22-11б, каждая фаза в таком случае будет размещена в восьми пазах.

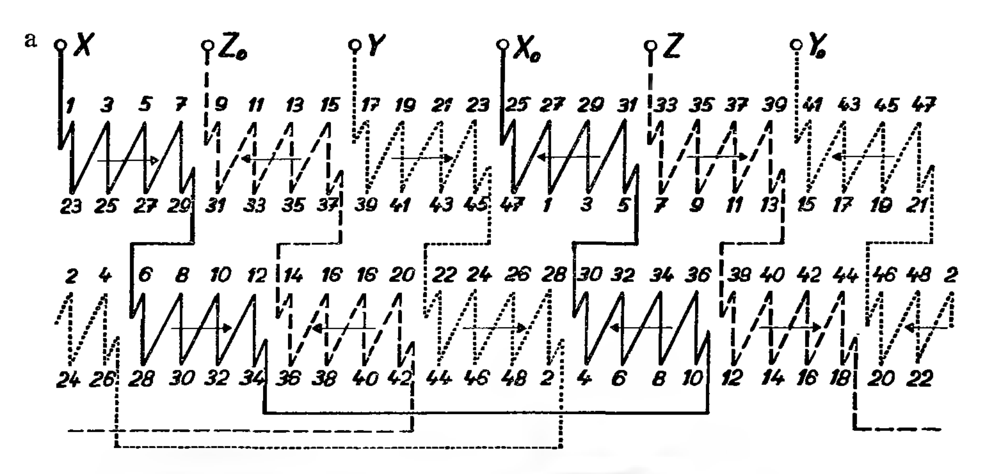


Рис. 22-14а. Вспомогательная схема двойственной множественной параллельной вырожденной обмотки с сдвинутыми зонами в другой паре ветвей на $\vartheta = 30°$ и укороченным шагом на $\gamma = 15°$; $p = 1$, $a = 2$, $m = 3$, $m' = 6$, $N_d = 24$, $u = 2$, $N_c = 48$, $Q = 12$, $y_{d_1} = 11$, $y_k = 2$, $y_2 = -20$.

б

180°

$\alpha_0 = 15°$ СДВИГ $2\alpha_0 = 30°$

фаза		Y' ⊕								X ●								Z' ○							
полюсное деление	1	21		22		23		24		1		2		3		4		5		6		7		8	
		41	42	43	44	45	46	47	48	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
		⊕	○	⊕	○	⊕	⊕	⊕	⊕	●	⊕	●	⊕	●	◍	●	◍	○	◍	○	●	○	○	○	○
		⊕	○	⊕	⊕	⊕	⊕	●	⊕	◍	⊕	●	◍	◍	●	○	◍	○	◍	○	○	○	○	⊕	○
	2	9		10		11		12		13		14		15		16		17		18		19		20	
		17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
		⊕	○	⊕	○	⊕	⊕	⊕	⊕	●	⊕	●	⊕	●	◍	●	●	○	◍	○	●	○	○	○	○
		⊕	○	⊕	⊕	⊕	⊕	●	⊕	◍	⊕	●	●	●	◍	○	●	○	●	○	○	○	○	⊕	○
фаза		Y ⊕								X' ◍								Z ○							

укорочение шага $\gamma = 15°$ — 15° 15° 15° 15° 15° 15°; 1 2 3 4 3 2 1

Рис. 22-14б. Схема Тингли двухслойной обмотки, выведенной из двойственной множественной параллельной вырожденной обмотки с сдвинутыми зонами в одной паре ветвей на $\vartheta = 30°$, шаг укорочен на $\gamma = 15°$; $p = 1$, $m = 3$, $m' = 6$, $q = 4$, $N_d = 24$, $N_c = 48$, $Q = 12$, $y_{d_1} = 11$.

6. И, наконец, рассмотрим двухслойную обмотку с дробным числом пазов на полюс и фазу равным $q = 1\frac{1}{5}$ и исследуем распределение индуктированного напряжения. Обмотка — десятиполюсная, так что полное число пазов $N_d = 36$, полюсное деление $Q = 3\frac{3}{5}$ паза, шаг обмотки $y_{d_1} = 3$ паза, т. е. укороченный на угол 30°. Соответствующая упрощенная схема Тингли изображена на рис. 22-13. Если исследовать, напр. фазу X, то увидим, что ее расположение в двухполюс-

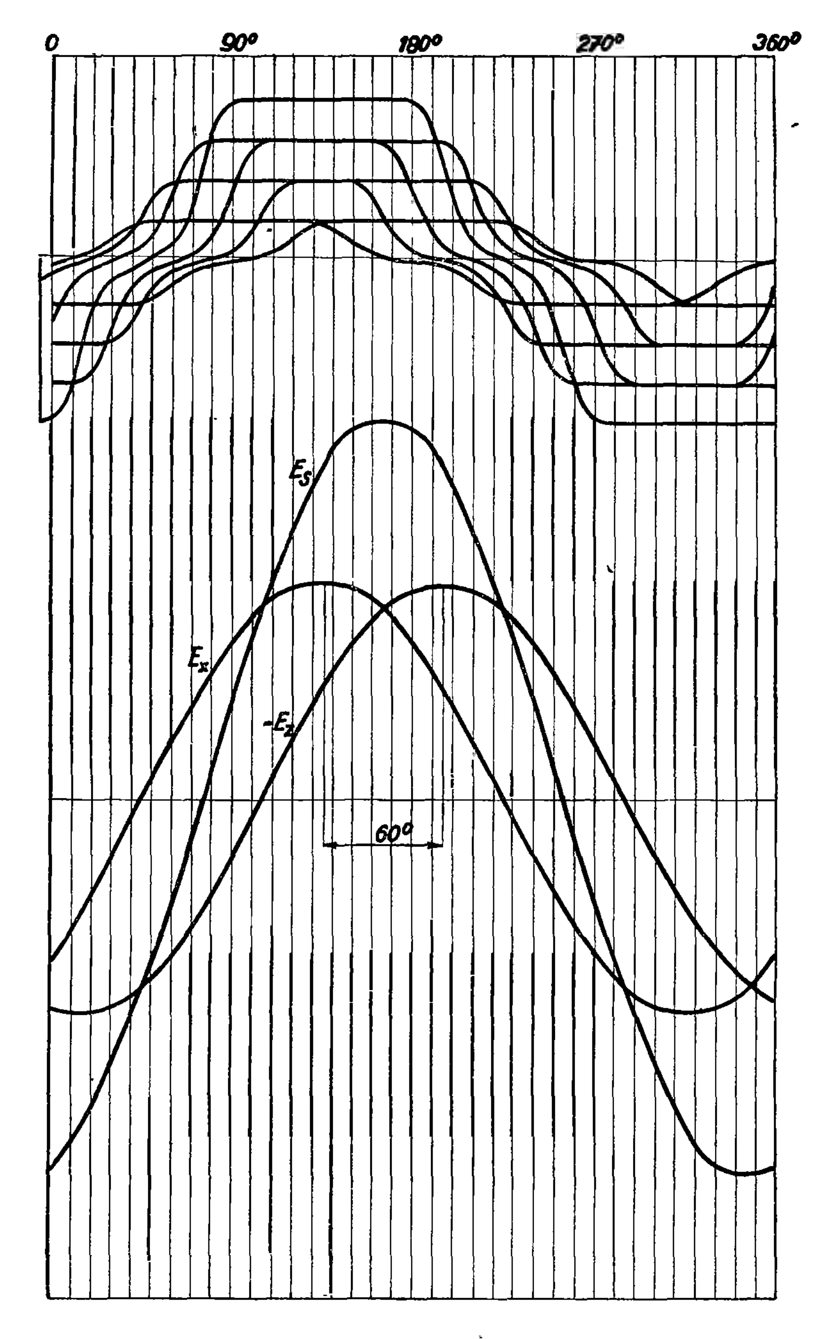


Рис. 22-14в. Определение кривой напряжения трехфазной обмотки, выведенной из двойственной множественной параллельной вырожденной обмотки с сдвинутыми зонами в одной паре ветвей на $\vartheta = 30°$ и с шагом, укороченным на $\gamma = 15°$; $p = 1, m = 3, q = 4, N_d = 24, N_c = 48, Q = 12, y_{d_1} = 11$.

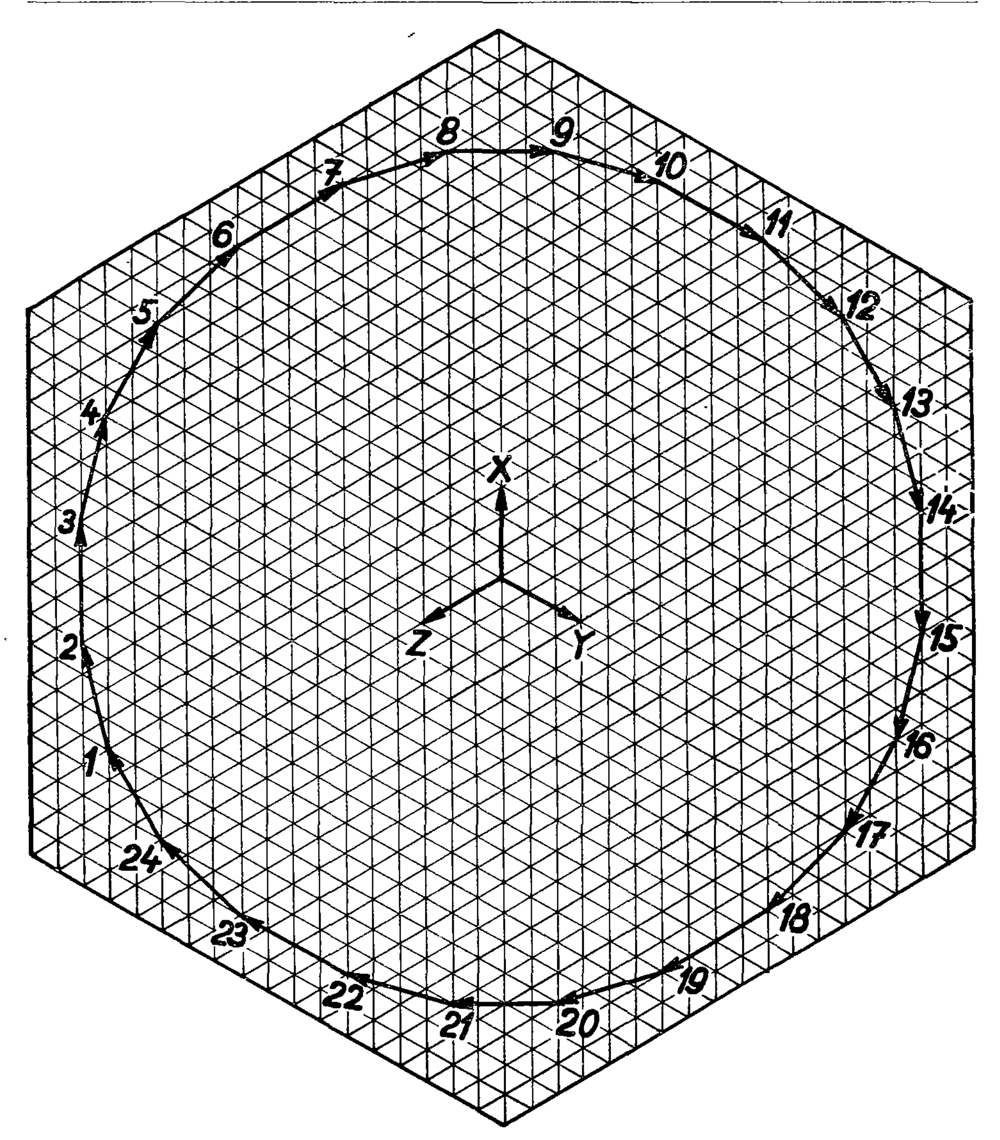


Рис. 22-14г. Диаграмма магнитных напряжений (диаграмма Гёргеса) обмотки; $p = 1$, $m = 3$, $q = 4$, $N_d = 24$, $N_c = 48$, $Q = 12$, $y_{d_1} = 11$, зоны в одной паре ветвей сдвинуты на $\vartheta = 30°$.

ной схеме такое же, как и у обмотки с целым числом пазов на полюс и фазу с $q = 6$ и с укорочением шага на угол $\gamma = 30°$, как в этом легко можно убедиться, сравнив обе схемы. Из этого следует, что не только обмоточные коэффициенты, но и кривые индуктированного напряжения обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу равным $1\frac{1}{5}$ и укорочением шага на $\gamma = 30°$ и обмотки с целым числом $q = 6$ и тем же укорочением шага совпадают (рис. 22-7).

Из рассмотренных примеров обмоток следует, что наиболее благоприятная

кривая напряжения получается у обмоток с дробным числом пазов на полюс и фазу, у которых уже при малом числе пазов на полюс и фазу получается синусоидальное распределение напряжения даже в тех случаях, когда кривая поля по своему виду значительно отличается от синусоиды. У обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу для получения синусоидальной кривой напряжения требуется наличие большего числа пазов на полюс и фазу и целесообразное укорочение шага. В особых случаях, когда требуется значительное приближение к синусоидальной кривой, для обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу можно применять трехфазные обмотки, выведенные из двойственных множественных параллельных или тройственных множественных параллельных вырожденных обмоток, создающих многоугольное поле вращения (диаграммы Гёргеса) с большим числом сторон.

В качестве примера приведем двухполюсную обмотку с числом пазов на полюс и фазу $q = 4$, основанную на двойственной множественной параллельной вырожденной обмотке с двумя катушками в одном слое ($u = 2$). Число пазов $N_d = 24$, а число катушек $N_c = 48$. Шаг обмотки $y_{d_1} = 11$ пазов, т. е. укороченный на один паз, или на угол $\gamma = 15°$. Зоны в другой паре ветвей сдвинуты на угол $\vartheta = 30°$. Вспомогательная схема такой обмотки приведена на рис. 22-14а, а соответствующая схема Тингли — на рис. 22-14б. Каждая фаза размещена в одном полюсном делении в семи пазах таким образом, что напр., фаза X в пазу 24 занимает четверть его объема, в пазу *1* — половину объема, в пазу *2* — три четверти объема, в пазу *3* — весь объем, в пазу *4* — опять три четверти объема, в пазу *5* — половину объема и в пазу *6* — четверть его объема. Если построить семь кривых пазовых напряжений (рис. 22-14в), сдвинутых друг относительно друга на угол между пазами $\alpha_0 = 15°$, с амплитудами, соответствующими пазовым объемам, то складывая алгебраически одновременные значения, получим кривую распределения фазного напряжения E_x, из которой уже известным способом выведем кривую распределения линейного напряжения E_s. Как видно из рис. 22-14в обе кривые весьма приближаются к синусоиде. Многоугольник магнитных напряжений рассматриваемой обмотки приведен на рис. 22-14г.

23. УКАЗАНИЯ ДЛЯ ВЫБОРА ОБМОТОК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

а) ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

В настоящее время в большинстве случаев применяются двухслойные обмотки, обладающие различными преимуществами с электрической точки зрения, как напр., укорочение шага и связанное с ним сокращение расхода меди, уменьшение магнитного рассеяния в пазах, улучшение показателя качества обмотки,

уменьшение рассеяния в лобовых частях, ограничение сил тока короткого замыкания, действующих на лобовые части обмоток и т. д. Равным образом и с производственной точки зрения двухслойные обмотки обладают преимуществами, так как изготовление таких обмоток не сложно в силу того, что катушки здесь повсюду одинаковы и могут наматываться на общий шаблон. Укладка в открытые или полузакрытые пазы сравнительно удобна, а также и соединение катушек не сложно, так как полюсно-фазные группы, в частности, у машин малой мощности, можно одновременно целиком наматывать.

Для машин на высокие напряжения чаще всего применяются двухслойные обмотки петлевого типа с катушками, изолированными еще до укладки в машину, и надлежащим образом пропитанными и опрессованными так, что их можно укладывать в открытые пазы уже в готовом виде, где они замыкаются магнитными клиньями. Преимуществом петлевых обмоток у двухполюсных машин является, во-первых, возможность их выполнения с весьма укороченным шагом, что допускает удобную сборку, и во-вторых, их лобовые части имеют сравнительно малый вылет. У машин на низкие напряжения и большие токи (стержневые обмотки) применение волновых обмоток, как имеющих ограниченное число групповых соединений, часто бывает более выгодным, чем применение петлевых обмоток, которые обычно имеют значительное число групповых соединений. Уменьшение реактивного сопротивления двухслойной обмотки может быть достигнуто не только путем укорочения шага, но и путем изменения ширины зон, причем шаг обмотки может оставаться и полным. Такой способ выполнения обмоток может быть с успехом применен, напр., при дополнительных видоизменениях уже готовых обмоток.

Число пазов на полюс и фазу может быть целым или дробным. При дробном числе пазов на полюс и фазу следует иметь в виду, что симметричная обмотка с дробным числом выполнима лишь при условии, что знаменатель дроби, выражающей число пазов на полюс и фазу q не будет кратным числу фаз. В этом нетрудно убедиться пользуясь схемой Тингли. Если, например, $q = 2\frac{1}{3}$, то полюсное деление $Q = 7$ пазов, так что в схеме Тингли имеем семь столбцов на полюс, а это число не делится на три. В обмотке с дробным числом пазов на полюс и фазу число параллельных ветвей обычно значительно ограничено, так как расположение обмотки периодически повторяется лишь после обхода нескольких полюсных делений. Напр., у обмотки с $q = 1{,}25$, ее расположение повторяется лишь после обхода четырех полюсных делений, что соответствует также минимальному числу полюсов, для которого такая обмотка выполнима. Итак две параллельные ветви выполнимы, начиная с восьмиполюсной обмотки.

Из схемы Тингли видно, что число пазов для заданного числа полюсов правильно выбрано лишь в том случае, если дробное число, выражающее число пазов на полюс $Q = N_d/q_p$, делится на число фаз. Так, напр., для $N_d = 108$, $q_p = 14$ получим

$$Q = \frac{108}{14} = \frac{54}{7},$$

а так как числитель 54 делится на три, то симметричная трехфазная обмотка выполнима.

б) СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

Для синхронных машин применяются распределенные двухслойные обмотки с укороченным шагом с целью ограничения влияния высших гармоник в кривой напряжения или же исключения того же влияния невращающейся составляющей при несимметричной нагрузке. Укорочение шага здесь обычно бывает

$$y_{d_1} = (0{,}7 \div 0{,}83)\, Q\, .$$

У двухполюсных турбоальтернаторов шаг по пазам часто укорачивается еще и более, напр., до двух третей полюсного деления с целью ограничения магнитного рассеяния в пазах, уменьшения добавочных потерь в пазах и ослабления реакции лобовых частей обмотки, а, следовательно, и силы тока короткого замыкания.

Что касается концентрических обмоток, то таковые для синхронных машин применяются сравнительно редко вследствие различных конструктивных недостатков, как напр., асимметрия отдельных фаз, различные длины витков, значительные рассеяния в лобовых частях обмотки, а у машин крупных мощностей – значительные силы тока короткого замыкания.

При выборе числа пазов на полюс и фазу предпочтение отдается большому числу пазов на полюс и фазу. У многополюсных машин и у машин на высокие напряжения, где мы вынуждены брать малые числа пазов на полюс и фазу, представляется целесообразным применять волновые обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу, причем необходимо, чтобы число витков во всех фазах было одинаково, а фазные напряжения были симметрично распределены. Обмотки с дробным числом пазов на полюс и фазу обладают еще и тем преимуществом, что даже при малом числе пазов на полюс и фазу, можно достичь сравнительно чистого синусоидального хода кривой напряжения.

в) АСИХРОННЫЕ МАШИНЫ

α) Статорные обмотки

Для двигателей малых и средних мощностей на низкие напряжения часто применяются однослойные или двухслойные групповые обмотки с полузакрытыми пазами. Однако, в последние годы такие обмотки все более и более вытесняются двухслойными распределенными обмотками. Для уменьшения по-

казателя качества обмотки, двухслойные обмотки выполняются с укороченным шагом.

$$y_{d_1} = (0,8 \div 0,85)\, Q\,,$$

и для двухполюсных машин иногда даже

$$y_{d_1} = (0,5 \div 0,67)\, Q\,.$$

Представляется целесообразным, в частности, у однослойных обмоток, подбирать целое число пазов на полюс и фазы с целью уменьшения показателя качества обмотки, так как по мере возрастания магнитного рассеяния уменьшаются перегружаемость двигателя и коэффициент его мощности. Величина показателя качества обмотки может быть хорошим критерием при выборе целесообразной обмотки.

β) Роторные обмотки

Для роторов рекомендуется применять распределенные обмотки, так как лобовые части таких обмоток можно абсолютно обеспечить от действия центробежных сил. Обмотки выполняются волнового или петлевого типа, обычно соединенные в звезду, реже в треугольник, в частности, для машин больших мощностей, где роторные напряжения холостого хода при разомкнутой обмотке могут достичь высоких значений. Выводы и групповые соединения следует по возможности равномерно распределять по всей окружности ротора в целях его балансировки. Число пазов на полюс и фазу обычно подбирается целым, реже дробным, но всегда отличным от числа пазов статора. Такое число обычно превышает число пазов статора примерно на 15—20%.

Обмотки в виде беличьего колеса с электрической точки зрения обладают рядом преимуществ. Так они, например, имеют существенно меньшее редуцированное сопротивление и, следовательно, малые омические потери, незначительное магнитное рассеяние и, благодаря этому, хороший коэффициент мощности, значительную перегружаемость и хороший коэффициент полезного действия. У машин с переключением числа полюсов обмотки применение обмоток с беличьей клеткой является выгодным, так как они могут работать при любом числе полюсов. Неблагоприятной стороной таких обмоток является их чувствительность к высшим гармоникам магнитного поля. Поэтому проявляется стремление проектировать статорные обмотки с таким рассчетом, чтобы индуктируемые ими магнитные поля были по возможности лишены паразитных полей, что достигается применением двухслойных обмоток с целым числом пазов на полюс и фазу и целесообразным укорочением шага.

Число пазов обмотки в виде беличьего колеса следует выбирать весьма тщательно, с учетом как паразитных синхронных и асинхронных моментов вращения, добавочных потерь, вызванных высокочастотными паразитными токами,

так и вибраций и шума двигателя. Геллер[26а], учитывая шум у двигателей малой и средней мощностей с короткозамкнутым якорем для случая числа полюсов $2p = 2 \div 10$ и внешнего диаметра ротора до 200—250 мм, рекомендует следующие числа пазов (N_{d_s} — для статора, N_{d_r} — для ротора):

$$
\begin{aligned}
p = 1,\quad & N_{d_s} = 24, & N_{d_r} = {} & (16),\\
& \phantom{N_{d_s} = {}} 30, & & (22), 36,\\
& \phantom{N_{d_s} = {}} 36, & & 28, 30, 42,\\
p = 2,\quad & N_{d_s} = 36, & N_{d_r} = {} & 26, (44),\\
& \phantom{N_{d_s} = {}} 48, & & 34, 36, 38, (56), 58,\\
p = 3,\quad & N_{d_s} = 36, & N_{d_r} = {} & 26, 46,\\
& \phantom{N_{d_s} = {}} 54, & & 38, 40, 44, 64, (66),\\
& \phantom{N_{d_s} = {}} 72, & & 50, 52, 54, 56, 58, 62, 82, (84), 86,\\
p = 4,\quad & N_{d_s} = 48, & N_{d_r} = {} & 34, 62,\\
& \phantom{N_{d_s} = {}} 72, & & 50, 52, 54, 58, 68, (88), 90, 92,\\
p = 5,\quad & N_{d_s} = 60, & N_{d_r} = {} & 42, 44, 46, 74, 76, 78,\\
& \phantom{N_{d_s} = {}} 90, & & 64, 66, 68, 72, 74, 76, 104, 106, 108, 110, 112.
\end{aligned}
$$

Значения в скобках не рекомендуются для реверсивного хода, ввиду больших синхронных паразитных моментов. У машин крупных мощностей числа пазов по данным Геллера могли бы оказаться непригодными вследствие того, что частоты, при которых возникает механический резонанс у машин больших мощностей, лежат в иных пределах, чем у машин малых мощностей.

Мёллер[62] рекомендует следующие эмпирически выведенные числа пазов статора и ротора

$N_{d_s} = 24$,
$\text{Н}_{d_r} = 10, 18, 20, 22, 26, 30$ при наклонных пазах, причем 10, 20 для реверсивного хода не пригодны.

$N_{d_s} = 36$,
$N_{d_r} = 10, 18, 20, 22, 26, 30, 32, 42, 43, 44, 48$, причем 20, 32 для реверсивного хода не пригодны.

$N_{d_s} = 48$,
$N_{d_r} = 10, 18, 19, 20, 22, 28, 29, 30, 32, 33, 36, 44$, причем 44 для реверсивного хода не пригоден.

Согласно данным Мёллера не применимы следующие числа пазов

$N_{d_s} = 24$,
$N_{d_r} = 16, 28$ из-за образования седловин моментов,
19, 27, 29 из-за шума,
24, 28 из-за медленного разгона,
10, 20 при реверсивном ходе из-за образования седловин моментов;

далее

$N_{d_s} = 36$,

$N_{d_r} = 16, 28, 40$
20, 32 для реверсивного хода } из-за образования седловин моментов,
31 из-за шума,
36 из-за медленного разгона,

и, наконец

$N_{d_s} = 48$,

$N_{d_r} = 43$ из-за шума,
24, 48 из-за медленного разгона,
44 при реверсивном ходе из-за образования седловин моментов.

Ввиду напряжений в лобовых частях обмотки, вызванных силами тока короткого замыкания и перенапряжениями, главным образом при выключении и включении крупных асинхронных короткозамкнутых двигателей, лобовые части статорной обмотки необходимо надлежащим образом закреплять заклинкой, бандажами и бандажным прикреплением к обмоткодержателям, с целью предотвращения их вибрации. Не рекомендуется проектировать двигатели малых мощностей на относительно высокие напряжения, напр., 6 кв, так как проводники обмотки в таком случае будут иметь малое сечение, а катушки — большое число витков, так что лобовые части, не обладая достаточной механической жесткостью, будут вибрировать. Катушки при значительном числе витков обладают большой самоиндукцией, в результате чего при включении происходят сильные отражения волн напряжения, перенапряжение и пробой входных витков.

По ГОСТ напряжение 6 кв считается приемлемым для двухполюсных машин мощностью от 320 квт и для четырехполюсных или многополюсных — мощностью от 200 квт и более.

Что касается конструкции обмоток в виде беличьего колеса, то весьма пригодны трапецеидальные профили стержней (21-16), как легко поддающиеся заклинке, предохраняющей от вибраций и обеспечивающие хорошее примыкание к листовой стали и эффективную теплоотдачу. Для беличьих клеток крупных машин пригодна медь легированная серебром, как обладающая улучшенными механическими свойствами. Якори машин более крупных мощностей, выполненные с залитой обмоткой, согласно предложению Кепперта (МЭЗ-Френштат н. п.) можно выполнять в виде разделенных по оси друг от друга независимых частей (рис. 23-1).

Для определения влияния наклона пазов на рис. 23-2 приведена часть обмотки в виде беличьей клетки, соответствующая полюсному делению τ_p и развернутая в плоскость. Идеальную длину якоря обозначим через l_i, а поворот пазов через y_n. Теперь сможем разложить ток стержня беличьей клетки I на аксиальную составляющую I_a и тангенциальную составляющую I_t. Обозначая

угол наклона через α, получим $\operatorname{tg}\alpha = y_n/l_i$; тогда аксиальная составляющая будет $I_a = I\cos\alpha$ и тангенциальная составляющая $I_t = I\sin\alpha$.

Аксиальная составляющая — рабочая, т. к. она индуктивно соединена с противоположной обмоткой, т. е. роторная обмотка со статорной, а статорная с роторной. Тангенциальная составляющая I_t индуктивно не соединена с противоположной обмоткой вследствие своей перпендикулярности к проводникам этой обмотки и создает в машине только аксиальное магнитное рассеяние. Чем больше будет длина l_i, тем меньше будет влияние наклона пазов при заданном наклоне y_n.

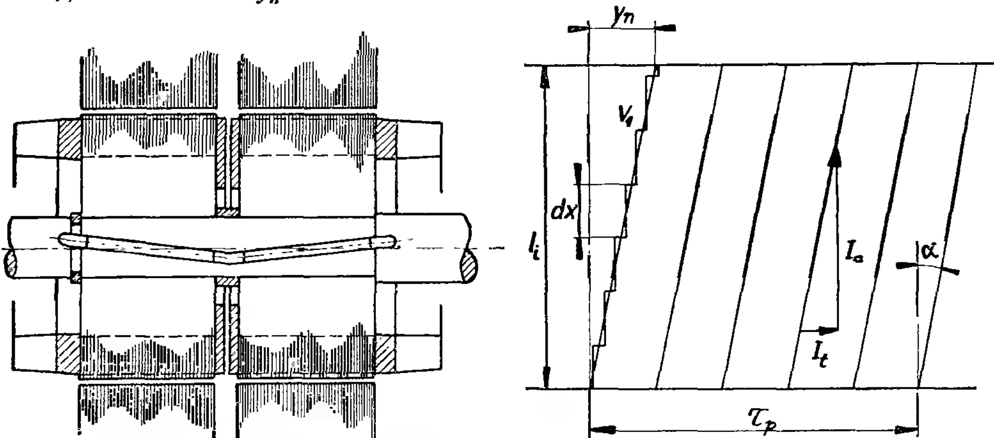


Рис. 23-1. Залитая под давлением клтка асинхронного двигателя в продольном разрезе.

Рис. 23-2. Часть короткозамкнутой обмотки в виде беличьего колеса, развернутой в плоскости.

Однако же и влияние аксиальной составляющей I_a в результате наклона ослабляется. Теперь представим себе, что проводник V_1 разложен в ряд элементарных осевых проводников длиной dx, сдвинутых друг относительно друга на угол

$$\left(\frac{y_n}{\tau_r}\pi\right)\frac{\mathrm{d}x}{l_i}. \tag{23-1}$$

Очевидно, что соответствующие магнитные или электрические напряжения геометрически суммируются. Такие напряжения можно представить (рис. 23-3) в виде дуги ab с центральным углом

$$\beta = \frac{y_n}{\tau_p}\pi.$$

Тогда хорда ab характеризует результирующее напряжение. Соответствующий коэффициент будет равен

$$\kappa_n' = \left[\sin\left(\frac{y_n}{2\tau_p}\pi\right) : \left(\frac{y_n}{2\tau_p}\pi\right)\right], \tag{23-2}$$

а результирующий коэффициент наклона для основной гармоники дается выражением

$$\kappa = \left[\sin\left(\frac{y_n}{2\tau_p}\pi\right) : \left(\frac{y_n}{2\tau_p}\pi\right)\right]\cos\alpha .$$

Помимо влияния основной гармоники следует учитывать также и влияние наклона пазов на гармоники зубцов. Если, напр., требуется подавить влияние статорных зубцов на роторную обмотку в виде беличьего колеса синхронного двигателя, то следует иметь в виду, что пазовое деление статорных зубцов τ_{d_1} представляет собой период 2π. Тогда коэффициент наклона для гармоники зубцов будет аналогично (рис. 23-3) иметь вид

$$\kappa_n'' = \left[\sin\left(\frac{y_n}{\tau_{d_1}}\pi\right) : \left(\frac{y_n}{\tau_{d_1}}\pi\right)\right]. \quad (23\text{-}3)$$

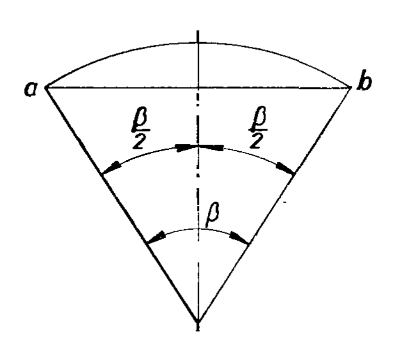


Рис. 23-3. Определение коэффициента наклона пазов.

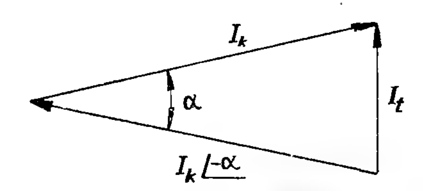


Рис. 23-4. Определение величины тока в короткозамыкающих кольцах.

Если повернуть роторные стержни на $y_n = \tau_{d_1}$, то обнаружим, что $\kappa_n'' = 0$, т. е. что влкние статорных зубцов на гармоники зубцов в обмотке типа беличьей клетки полностью подавлено.

При определении величины тока в короткозамыкающих кольцах полной обмотки в виде беличьего колеса, т. е. такой обмотки, стержни которой равномерно распределены по окружности якоря, предположим, что токи в стержнях распределяются синусоидально. Если машина имеет N_t стержней и p пар полюсов, то разность токов по фазе между соседними стержнями соответствует

$$\alpha = \frac{2\pi}{N_t} p .$$

Такая же разность по фазе получается между токами двух соседних сегментов короткозамыкающих колец. Если обозначить токи в стержнях через I_t, а в короткозамыкающих кольцах через I_k, то их величину найдем по закону Кирхгоффа, так как в узле на конце любого стержня согласно рис. 23-4 имеем

$$I_t = I_k - I_k\underline{/-\alpha} = I_k[1 - \underline{/-\alpha}] .$$

36*

Это равентство можно преобразовать в

$$I_t = I_k \angle{-\frac{\alpha}{2}} \left[\angle{\frac{\alpha}{2}} - \angle{-\frac{\alpha}{2}} \right],$$

но так как выражение в скобках равняется

$$\left[\angle{\frac{\alpha}{2}} - \angle{-\frac{\alpha}{2}} \right] = 2j \sin \frac{\alpha}{2},$$

то получим

$$I_t = 2 I_k \sin \frac{\alpha}{2} \angle{\frac{\pi - \alpha}{2}}. \tag{23-4}$$

Эффективный ток в кольцах будет

$$I_k = \left[I_t : 2 \sin \frac{\alpha}{2} \right]. \tag{23-5}$$

Для электрических машин применяются также и частичные обмотки в виде беличьего колеса, как напр., успокоительные обмотки альтернаторов с явно выраженными полюсами. Решение для таких конструкций привел Кучера[49d], однако ввиду сложности проблемы мы ссылаемся на его соответствующую работу.

24. ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В ПАЗАХ ОБМОТКИ КРУПНЫХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

а) ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В ПАЗАХ, ВЫЗВАННЫЕ ПОПЕРЕЧНЫМ ПОЛЕМ

В обмотках на большие переменные токи возникают различные добавочные потери как в пазах, так и в лобовых частях катушек. В настоящем параграфе рассмотрим потери, вызванные поперечным полем в пазу. Этой проблемой впервые занимался Фильд, именем которого часто называются формулы для расчета таких потерь. В течение ряда дальнейших лет эта проблема детально изучалась и была предметом многочисленных работ других авторов*), как

*) Emde: EuM, *1908*, стр. 708; EuM, стр. *1922*, стр. 301; Rusch: EuM *1910*, стр. 73; Rogowski: AfE *1913*, стр. 81; Hillebrand: AfE *1914*, выпуск 5; Richter: AfE *1914*, выпуск 12; AfE *1915*, выпуск 12; Dreyfuss- EuM, *1914*, стр: 281, 307; AfE *1916*, выпуск 1 и 2; Niethammer: EuM *1916*, выпуск 10; EuM *1917*, выпуск 2, 3, 4; Fischer-Hinnen: BSEV *1917*, выпуск 4; Rickli: BSEV *1197*, выпуск 5; Lyon: JAIEE *1921*; Roth: RGE *1917*, выпуск 9.

напр., Эмде, Руша, Роговского, Гиллебрандта, Рихтера, Дрейфусса, Нитгаммера, Фишера-Гиннен, Рота, Рикли, Лиона и др., изучавших ее с различных точек зрения, так что в нынешнее время можно ее считать вполне разрешенной.

Для облегчения решения этой проблемы принимаются следующие упрощающие предположения:

1. Магнитную проницаемость зубцов, имеющую значительную величину, будем считать бесконечной, так что магнитным сопротивлением можно пренебречь.

2. При большой магнитной проницаемости зубцов можно считать, что силовые линии поперечного поля параллельны дну паза.

3. Температура обмотки во всем пазу примерно одинакова, так что можно считать, что и удельное сопротивление здесь одинаково.

4. Вихревые токи в лобовых частях обмотки не слишком велики, в силу чего они не оказывают существенного влияния на распределения тока в пазах.

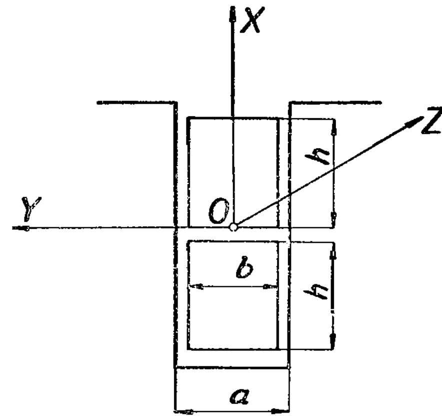


Рис. 24-1. Положение координатной системы в пазу.

Рассмотрим паз якоря (рис. 24-1), в котором друг над другом расположены два проводника высотой h и шириной b; ширина паза — a. Примем середину нижней стороны сечения верхнего проводника за начало O и построим в нем прямоугольную координатную систему X, Y, Z, в которой ось X совпадает с осью паза, ось Y — совпадает с направлением силовых линий, а ось Z — с направлением проводника. Обозначим соответствующие составляющие плотности тока через σ_x, σ_y, σ_z, и составляющие магнитного поля через H_x, H_y, H_z. При решении этой задачи будем исходить из уравнений Максвелла

$$\operatorname{rot} H = 4\pi\sigma, \tag{24-1}$$

$$\operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t}. \tag{24-2}$$

Разложим их на следующие отдельные составляющие:

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = 4\pi\sigma_x, \tag{24-1'}$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = 4\pi\sigma_y,$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = 4\pi\sigma_z,$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -\frac{\partial B_x}{\partial t}, \qquad (24\text{-}2')$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -\frac{\partial B_y}{\partial t},$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\frac{\partial B_z}{\partial t}.$$

Согласно рис 24-1 в этих уравнениях можно сделать некоторые упрощения:

$$\begin{array}{lll} H_x = 0, & H_y = H, & H_z = 0, \\ \sigma_x = 0, & \sigma_y = 0, & \sigma_z = \sigma, \\ E_x = 0, & E_y = 0, & E_z = \varrho\sigma, \\ B_x = 0, & B_y = B = H, & B_z = 0, \end{array}$$

где ϱ — удельное сопротивление, выраженное в абсолютных единицах измерений. Помимо этого следует учесть, что проводник не занимает весь паз, так как $a > b$, так что уравнения (24-1′), (24-2′) после соответствующих преобразований примут следующий простой вид

$$\frac{\partial H}{\partial x} = \frac{4\pi\sigma b}{a}, \qquad (24\text{-}3)$$

$$\varrho\frac{\partial \sigma}{\partial x} = \frac{\partial H}{\partial t}. \qquad (24\text{-}4)$$

Продифференцировав уравнение (24-3) по времени t, а уравнение (24-4) по координате x, получим известное дифференциальное уравнение

$$\frac{4\pi b}{a}\frac{\partial \sigma}{\partial t} = \varrho\frac{\partial^2 \sigma}{\partial x^2}. \qquad (24\text{-}5)$$

Это уравнение имеет весьма важное значение, так как на его основании можно произвести расчет добавочных потерь, вызванных поперечным полем в пазу. Его интеграл — следующий:

$$\sigma = [C \cosh \alpha x + D \sinh \alpha x] \underline{/\omega t}, \qquad (24\text{-}6)$$

где C, D, α — константы, следующие из краевых условий. Введя это выражение в уравнение (24-5) убедимся, что

$$\frac{4\pi b}{a} \mathrm{j}\omega = \varrho\alpha^2; \; [\mathrm{j} = \sqrt{-1}]. \qquad (24\text{-}7)$$

Приняв $\omega = 2\pi f$, из этого уравнения получим

$$\alpha = 2\pi\sqrt{\frac{2fb}{\varrho a}} \cdot \underline{/\frac{\pi}{4}}. \qquad (24\text{-}8)$$

Константы C и D зависят от расположения проводников в пазу. Они будут выведены позже.

α) Обмотки с массивными проводниками

Проанализируем наиболее простой случай, когда в паз вкладывается однослойная обмотка, состоящая из n массивных проводников, уложенных друг над другом и соединенных последовательно (рис. 24-2). В проводниках образуются вихревые токи, замыкающиеся в них по краям активной стали. Рассмотрим любой p-ый проводник, считая от дна паза, под которым помещено $(p-1)$ проводников, имеющих общий объем тока i_0. Следует иметь в виду, что токи в отдельных нижних проводниках могут быть различны и отличаться друг от друга, как по своей абсолютной величине, так и по фазе.

Если рассматривать элементарный слой толщиной $\mathrm{d}x$ в p-ом проводнике на расстоянии x от нижней стороны его сечения, то магнитная индукция в этом месте имеет вид

$$H_{p_x} = \frac{4\pi}{a} i_0 + \frac{4\pi b}{a} \int_0^x \sigma \, \mathrm{d}x \,, \qquad (24\text{-}9)$$

Рис. 24-2. Расположение массивных проводников однослойной обмотки в пазу.

где i_0 — ток в нижних проводниках. Продифференцировав это выражение по t и подставив его в уравнение (24-4), получим дифференциальное уравнение с частными производными для плотности тока в виде

$$\varrho \frac{\partial \sigma}{\partial x} - \frac{4\pi}{a} \frac{\partial i_0}{\partial t} - \frac{4\pi b}{a} \int_0^x \frac{\partial \sigma}{\partial t} \, \mathrm{d}x = 0 \,. \qquad (24\text{-}10)$$

Предполагая синусоидальное изменение плотности тока σ и объема тока i_0, можно записать

$$\sigma = \bar{\sigma} \, \underline{/\omega t} \,, \quad i_0 = I_0 \, \underline{/\omega t} \,,$$

где

$$\bar{\sigma} = C \cosh \alpha x + D \sinh \alpha x$$

и I_0 обозначают соответствующие амплитуды. Введя эти выражения в уравнение (24-10), получим

$$\varrho\alpha(C \sinh \alpha x + D \cosh \alpha x) \, \underline{/\omega t} - \frac{4\pi}{a} I_0 \, \mathrm{j}\omega \, \underline{/\omega t} -$$

$$- \frac{4\pi b}{\alpha a} \mathrm{j}\omega (C \sinh \alpha x + D \cosh \alpha x - D) \, \underline{/\omega t} = 0 \,.$$

Если полученное выражение разделить на верзор $\underline{/\omega t}$, то это уравнение может быть выполнено при условии, что сумма его констант равна нулю, т. е. что

$$D = \frac{\alpha}{b} I_0 \,. \tag{24-11}$$

Константа C следует из соотношения

$$I_1 = \int_0^h b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x = b\int_0^h (C\cosh\alpha x + D\sinh\alpha x)\,\mathrm{d}x\,,$$

при условии, что I_1 есть амплитуда тока в рассматриваемом проводнике. Если учесть соотношение (24-11), то после его интегрирования получим

$$I_1 = \frac{b}{\alpha}\left(C\sinh\alpha h + \frac{\alpha}{b} I_0 \cosh\alpha h - \frac{\alpha}{b} I_0\right),$$

откуда имеем

$$C = \frac{\alpha}{b}\left(\frac{I_1}{\sinh\alpha h} - I_0 \operatorname{tgh}\frac{\alpha h}{2}\right). \tag{24-11'}$$

Если известны постоянные α, C, D из (24-8), (24-11) и (24-11′), то по уравнению (24-6) можно выразить амплитуду плотности тока в виде

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{bh}\left(I_1 \frac{\alpha h\cosh\alpha x}{\sinh\alpha h} - I_0\alpha h \operatorname{tgh}\frac{\alpha h}{2}\cosh\alpha x + I_0\alpha h\sinh\alpha x\right). \tag{24-12}$$

При $x = 0$ имеем

$$\bar{\sigma}_0 = \frac{1}{bh}\left(\frac{I_1\alpha h}{\sinh\alpha h} - I_0\alpha h \operatorname{tgh}\frac{\alpha h}{2}\right), \tag{24-13}$$

а при $x = h$ получим

$$\bar{\sigma}_{\max} = \frac{1}{bh}\left(I_1\alpha h \operatorname{cotgh}\alpha h + \frac{I_0}{2}\alpha h\, 2 \operatorname{tgh}\frac{\alpha h}{2}\right). \tag{24-14}$$

Введя в это уравнение новые значения

$$M = \alpha h \operatorname{cotgh}\alpha h\,, \quad N = \alpha h\, 2 \operatorname{tgh}\frac{\alpha h}{2} \tag{24-15}$$

получим

$$\bar{\sigma}_{\max} = \frac{1}{bh}\left(MI_1 + \frac{N}{2} I_0\right). \tag{24-16}$$

Величины M и N являются комплексными величинами и имеют важное значение как для определения добавочных потерь, вызванных магнитным полем в пазах, так и для исследования влияния вихревых токов на реактивное сопротив-

ление проводника. Поэтому преобразуем их полагая по уравнению (24-8)

$$\alpha h = \left|\frac{\alpha h}{\sqrt{2}}\right|(1 + \mathrm{j})\,.$$

Положим далее

$$\delta = \left|\frac{\alpha h}{\sqrt{2}}\right| = 2\pi h \sqrt{\frac{fb}{\varrho a}}\ * \qquad (24\text{-}17)$$

и получим

$$\alpha h = \delta(1 + \mathrm{j})\,.$$

Затем сможем вычислить выражения (24-15), состоящие из действительных и мнимых слагаемых:

$$M = M_r + \mathrm{j}M_x\,, \quad N = N_r + \mathrm{j}N_x\,, \qquad (24\text{-}18)$$

где

$$M_r = \delta\frac{\sinh 2\delta + \sin 2\delta}{\cosh 2\delta - \cos 2\delta}\,, \quad M_x = \delta\frac{\sinh 2\delta - \sin 2\delta}{\cosh 2\delta - \cos 2\delta}\,, \qquad (24\text{-}19)$$

$$N_r = 2\delta\frac{\sinh \delta - \sin \delta}{\cosh \delta + \cos \delta}\,, \quad N_x = 2\delta\frac{\sinh \delta + \sin \delta}{\cosh \delta + \cos \delta}\,. \qquad (24\text{-}20)$$

Приведенные выше выражения встречаются в формулах Фильда для добавочных потерь, вызванных попереченым магнитным полем в пазу, кривые изменения которых в зависимости от δ приведены на рисунках 24-3 и 24-4.

Если исходить из уравнения (24-12), то общая потеря в проводнике при одновременном воздействии магнитного напряжения нижних проводников**), запишется в виде

$$P_j = \frac{l_1 b}{2}\int_0^h \varrho|\bar{\sigma}|^2\,\mathrm{d}x\,, \qquad (24\text{-}21)$$

где l_1 — активная длина стали, ϱ — удельное сопротивление меди и $|\bar{\sigma}|$ — абсолютная величина амплитуды плотности тока. Однако недостатком этого метода является невозможность определения реактивного падения напряжения, вызванного влиянием вихревых токов. Поэтому в дальнейшем изложении воспользуемся методом Лиона, основанным на учете полного падения напряжения в проводнике, уложенном в пазу. Вихревые токи от поперечного магнитного поля вызывают изменение падения напряжения как в рассматриваемом проводнике, так и в проводниках, расположенных под ним в пазу, так как часть

*) Если удельное сопротивление ϱ' выразить в Ω мм^2/м, то его величина в абсолютных единицах измерения будет

$$\varrho = \varrho' \,.\, 10^5$$

**) Приведенный метод применяется различными авторами, напр., Фишером-Гиннен в его статье: Über zusätzliche Kupferverluste bei Wechselstrommaschinen, BSEV *1917* No 4.

Рис. 24-3. Значения M_r и N_r в зависимости от величины δ.

Рис. 24-4. Значения M_x и N_x в зависимости от величины δ.

вихревых токов создается в результате индуктивного воздействия нижних проводников на верхние. Амплитуда активного падения напряжения в рассматриваемом проводнике примет вид

$$\Delta e_1 = l_1 \varrho \bar{\sigma}_{\max} = \frac{l_1 \varrho}{bh}\left(M I_1 + \frac{N}{2} I_0\right), \tag{24-22}$$

где $\bar{\sigma}_{\max}$ — амплитуда максимальной плотности тока согласно формуле (24-16). Падение напряжения в нижних проводниках определяется путем нахождения значения магнитного потока, протекающего через рассматриваемый проводник. Этот поток, приходящийся на 1 см активной длины стали, равен

$$\varphi = \int_0^h \mathrm{d}x \frac{4\pi b}{a} \int_0^x \bar{\sigma}\, \mathrm{d}x + \frac{4\pi h}{a} I_0 .$$

Заменив $\bar{\sigma}$ соответствующим значением из уравнения (24-12), и проинтегрировав полученное выражение, получим для массивного проводника выражение

$$\varphi = \frac{1}{\mathrm{j}\omega} \frac{\varrho}{bh} N\left(I_0 + \frac{I_1}{2}\right). \tag{24-23}$$

Этот магнитный поток в нижних проводниках индуктирует амплитуду электродвижущей силы

$$\Delta \bar{e}_0 = \mathrm{j} l_1 \omega \varphi ,$$

которая после соответствующей подстановки из уравнения (24-23) примет вид

$$\Delta e_0 = \frac{l_1 \varrho}{bh} N\left(I_0 + \frac{I_1}{2}\right). \tag{24-24}$$

Пусть имеем

$$\frac{l_1 \varrho}{bh} = R_c ,$$

что выражает сопротивление постоянному току части проводника, уложенной в пазу. Тогда уравнения (24-22) и (24-24) примут вид

$$\Delta \bar{e}_1 = R_c\left(M I_1 + \frac{N}{2} I_0\right), \tag{24-22'}$$

$$\Delta \bar{e}_0 = R_c N\left(I_0 + \frac{I_1}{2}\right). \tag{24-24'}$$

На основании этих уравнений нетрудно найти джоулевы потери. Если вместо амплитуд напряжения и токов принимать их эффективные значения, то в самом проводнике получим

$$P_1 = ({}^{*}\Delta e_1 I_1), \tag{24-25}$$

где I_1 — эффективное значение тока рассматриваемого проводника. В результате соответствующей подстановки из уравнения (24-22') получим

$$P_1 = R_c\left(M_r|I_1|^2 + \frac{N_r}{2}|I_0|\,|I_1|\cos\Theta\right), \tag{24-26}$$

причем $|I_1|$ и $|I_0|$ являются абсолютными величинами, а угол Θ характеризует сдвиг фаз между векторами токов I_1 и I_0. Помимо этого трансформированная подводимая мощность от нижних проводников дается скалярным произведением

$$P_0 = ({}^*\Delta e_0 I_0),$$

которое после подстановки соответствующего выражения из уравнения (24-24') примет вид

$$P_0 = R_c N_r\left(\frac{|I_0|\,|I_1|}{2}\cos\Theta + |I_0|^2\right). \tag{24-27}$$

Сумма подводимых мощностей P_1 и P_0 согласно уравнениям (24-26) и (24-27) выражает общие потери от вихревых токов, вызванные поперечным полем

$$P = R_c|I_1|^2\left[M_r + N_r\left(\left|\frac{I_0}{I_1}\right|\cos\Theta + \left|\frac{I_0}{I_1}\right|^2\right)\right]. \tag{24-28}$$

Отсюда получим коэффициент сопротивления, соответствующий p-ому проводнику

$$K_p = M_r + N_r\left(\left|\frac{I_0}{I_1}\right|\cos\Theta + \left|\frac{I_0}{I_1}\right|^2\right). \tag{24-29}$$

Если катушка состоит из n проводников, расположенных в пазу друг над другом, то средний коэффициент сопротивления имеет вид

$$K = \frac{1}{n}\sum_{p=1}^{n} K_p;$$

подставив формулу (24-29) и полагая, что $\Theta = 1$, получим

$$K = M_r + N_r\frac{n^2 - 1}{3}. \tag{24-30}$$

Расчет реактивных потерь будет приведен ниже.

β) Обмотки с составными проводниками

В дополнение к предыдущему параграфу следует заметить, что для уменьшения потерь вместо массивных проводников иногда применяются составные проводники, причем элементарные изолированные проводники взаимно соединяются на обоих концах. В таком случае можно пользоваться приведенными

выше формулами, но лишь с той разницей, что здесь учитываетск повышенное удельное сопротивление

$$\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5 , \tag{24-31}$$

где ϱ' подлинное сопротивление, l_v — длина проводника, l_1 — часть проводника, расположенная в пазу. Значение сопротивления согласно уравнению (24-31) подставим в уравнение (24-8) для постоянной α, которой воспользуемся в дальнейшем изложении.

Однако элементарные проводники часто соединяются с таким расчетом, чтобы каждый отдельный проводник смог образовать один или несколько витков катушки прежде, чем наступит их токопроводное соединение. В зависимости от способа их включения получатся разные коэффициенты сопротивления и выявляется их различное влияние на реактивное сопротивление обмотки. Во всех таких случаях учитывается удельное сопротивление согласно уравнению (24-31), которым воспользуемся при расчете константы α, согласно уравнению (24-8).

I. Неинверсированные обмотки

Обратим теперь внимание на обмотки с составными проводниками, элементарные проводники которых не инверсированы, и предположим, что они образуют последовательно n витков в катушке. Пусть элементарные проводники кондуктивно соединены в начале и в конце катушки. Если исходить от нижней части паза, то для отдельных проводников на основании уравнения (24-9) можно написать следующие соотношения

$$H_{1_x} = \frac{4\pi}{a} i_{0_1} + \frac{4\pi b}{a} \int_0^x \sigma \,\mathrm{d}x ,$$

$$H_{2_x} = \frac{4\pi}{a} i_{0_2} + \frac{4\pi b}{a} \int_0^x \sigma \,\mathrm{d}x ,$$

$$\vdots$$

$$H_{n_x} = \frac{4\pi}{a} i_{0_n} + \frac{4\pi b}{a} \int_0^x \sigma \,\mathrm{d}x .$$

Тогда средняя индукция примет вид

$$H_{0_x} = \frac{1}{n} (H_{1_x} + H_{2_x} + \ldots + H_{n_x}) ,$$

откуда

$$H_{0_x} = \frac{4\pi}{a} i_0 + \frac{4\pi b}{a} \int_0^x \sigma \,\mathrm{d}x , \tag{24-32}$$

при условии, что

$$i_0 = \frac{i_{0_1} + i_{0_2} + \ldots + i_{0_n}}{n} .$$

Продифференцируем уравнение (24-32) по t и получим выражение

$$\frac{\partial H_{0_x}}{\partial t} = \frac{4\pi}{a}\frac{\partial i_0}{\partial t} + \frac{4\pi b}{a}\int_0^x \frac{\partial \sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x\,.$$

После подстановки в уравнение (24-4) получим дифференциальное уравнение с частными производными для неинверсированной обмотки в виде

$$\varrho\frac{\partial \sigma}{\partial x} - \frac{4\pi}{a}\frac{\partial i_0}{\partial t} - \frac{4\pi b}{a}\int_0^x \frac{\partial \sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x = 0\,. \qquad (24\text{-}33)$$

II. Инверсированные обмотки

У инверсированных обмоток значения x, направленные ко дну паза, будем считать положительными. У любого p-ого проводника согласно рис. 24-5 имеем

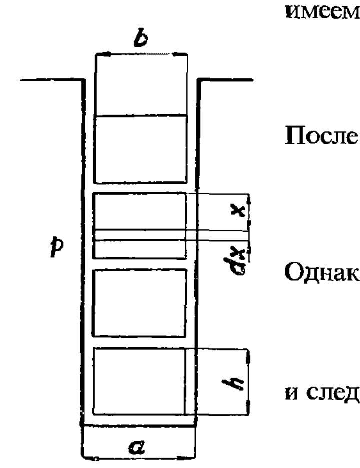


Рис. 24-5.
Выбор координат для инверсированных однослойных обмоток в пазу.

$$H_{p_x} = \frac{4\pi}{a} i_{0_p} - \frac{4\pi b}{a}\int_h^x \sigma\,\mathrm{d}x\,.$$

После преобразования получим

$$H_{p_x} = \frac{4\pi}{a} i_{0_p} + \frac{4\pi b}{a}\int_0^h \sigma\,\mathrm{d}x - \frac{4\pi b}{a}\int_0^x \sigma\,\mathrm{d}x\,.$$

Однако

$$b\int_0^h \sigma\,\mathrm{d}x = i_1$$

и следовательно

$$H_{p_x} = \frac{4\pi}{a}(i_{0_p} + i_1) - \frac{4\pi b}{a}\int_0^x \frac{\partial \sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x = 0\,.$$

Продифференцируем это уравнение по времени t и подставим его в уравнение (24-4), учитывая, что направление координаты x ориентировано вниз, и получим

$$\varrho\frac{\partial \sigma}{\partial x} + \frac{4\pi}{a}\frac{\partial (i_{0_p} + i_1)}{\partial t} - \frac{4\pi b}{a}\int_0^x \frac{\partial \sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x = 0\,. \qquad (24\text{-}34)$$

Если рассматривать одновременно оба проводника одного и того же витка, то для проводника верхнего слоя получим дифференциальное уравнение в виде

$$\varrho\frac{\partial \sigma}{\partial x} - \frac{4\pi}{a}\frac{\partial i_{p_1}}{\partial t} - \frac{4\pi b}{a}\int_0^x \frac{\partial \sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x = 0\,.$$

и для проводника нижнего слоя — в виде

$$\varrho\frac{\partial\sigma}{\partial x}+\frac{4\pi}{a}\frac{\partial(i_{0_{p2}}+i_1)}{\partial t}-\frac{4\pi b}{a}\int^x\frac{\partial\sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x=0\,.$$

Сложим эти уравнения и получим

$$\varrho\frac{\partial\sigma}{\partial x}-\frac{4\pi}{a}\frac{\partial}{\partial t}\frac{(i_{0_{p1}}-i_{0_{p2}}-i_1)}{2}-\frac{4\pi b}{a}\int_0^x\frac{\partial\sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x=0\,. \tag{24-35}$$

Из этого заключаем, что в результате инверсии проводников влияние нижних токов существенно ослабляется.

Если соединить последовательно ряд инверсированных или неинверсированных витков, то можно получить дифференциальное уравнение, аналогичное (24-33), множители которого будут зависеть от схемы включения элементарных проводников. Если сравнить ранее выведенные дифференциальные уравнения (24-10), (24-33) и (24-35), то обнаружим, что все они имеют тот же общий вид

$$\varrho\frac{\partial\sigma}{\partial x}-\frac{4\pi}{a}\frac{\partial i_r}{\partial t}-\frac{4\pi b}{a}\int_0^x\frac{\partial\sigma}{\partial t}\,\mathrm{d}x=0\,. \tag{24-36}$$

Решение этого уравнения было показано при решении уравнения 24-10, но лишь с той разницей, что там величина i_r выражала полный нижний ток i_0 или его амплитуду I_0, в то время как ток в общем случае может быть комбинацией различных токов в зависимости от способа включения элементарных проводников.

Из уравнения (24-36) аналогично получается по соотношению (24-16) амплитуда максимальной плотности тока

$$\bar{\sigma}_{\max}=\frac{1}{bh}\left(MI_1+\frac{N}{2}I_r\right), \tag{24-37}$$

так что амплитуда падения напряжения в рассматриваемом проводнике согласно уравнению 24-22′ примет вид

$$\Delta\bar{e}_1=R_c\left(MI_1+\frac{N}{2}I_r\right). \tag{24-38}$$

Амплитуда плотности тока, следующая из уравнения (24-36), будет отвечать ранее приведенному уравнению (24-12):

$$\bar{\sigma}=\frac{1}{bh}\left(I_1\frac{\alpha h\cosh\alpha x}{\sinh\alpha h}-I_r\alpha h\,\mathrm{tgh}\frac{\alpha h}{2}\cosh\alpha x+I_r\alpha h\sinh\alpha x\right). \tag{24-39}$$

Магнитный поток, приходящийся на 1 см длины проводника, вызванный нижними токами в рассматриваемом проводнике имеет вид

$$\varphi=\int_0^h\mathrm{d}x\frac{4\pi b}{a}\int_0^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x+\frac{4\pi h}{a}I_0\,.$$

Если подставить вместо $\bar{\sigma}$ выражение (24-39) и уравнение проинтегрировать, то получим

$$\varphi = \frac{1}{j\omega}\frac{\varrho}{bh}\left[N\left(\frac{I_1}{2} + I_r\right) + (I_0 - I_r)\,\alpha^2 h^2\right]. \tag{24-40}$$

Электродвижущая сила, индуктируемая этим током в нижних проводниках, будет иметь амплитуду

$$\Delta\bar{e}_0 = l_1 \omega j \varphi\,,$$

которая после подстановки примет вид

$$\Delta\bar{e}_0 = R_0\left[N\left(\frac{I_1}{2} + I_r\right) + (I_0 - I_r)\,\alpha^2 h^2\right]. \tag{24-41}$$

Если вместо амплитуд напряжения и токов взять эффективные их значения, то кажущиеся потери в самом проводнике будут равны

$$S_1 = \{{}^*\Delta e_1 I_1\}\,,$$

или

$$S_1 = R_c\left\{{}^*M|I_1|^2 + \frac{{}^*N}{2}\,{}^*I_r I_1\right\}. \tag{24-42}$$

Точно также и кажущиеся потери в нижних проводниках следуют из формулы

$$S_0 = \{{}^*\Delta e_0 I_0\}\,,$$

из которой, после подстановки соответствующего значения из соотношения (24-41), получим

$$S_0 = R_c\left\{{}^*N\left(\frac{{}^*I_1}{2} + {}^*I_r\right)I_0 - ({}^*I_0 - {}^*I_r)\,I_0\alpha^2 h^2\right\}. \tag{24-43}$$

Сумма кажущихся потерь по уравнениям (24-42) и (24-43) даст общие кажущиеся потери в проводнике, вызванные влиянием поперечного поля в пазу

$$S = R_c\left\{{}^*M|I_1|^2 + {}^*N\left[{}^*I_r\left(\frac{I_1}{2} + I_0\right) + \frac{{}^*I_1 I_0}{2}\right] - \left(|I_0|^2 - {}^*I_r I_0\right)\alpha^2 h^2\right\}. \tag{24-44}$$

Действительная часть этого выражения характеризует активные потери, а мнимая — реактивные потери, вызванные реактивным сопротивлением проводника от вихревых токов.

γ) Практические случаи

Массивные обмотки

В уравнении (24-30) был выведен коэффициент сопротивления для однослойной обмотки. Рассмотрим теперь двухслойную обмотку с массивными провод-

никами, имеющую в каждом слое n проводников (рис. 24-6), а между токами верхнего и нижнего слоев сдвиг фаз Θ (рис. 24-7). Если рассматривать p-ый проводник начиная от нижней стороны верхнего слоя, собственный ток которого $I_1 = 1$, а ток нижнего слоя задается соотношением

$$I_0 \cos\Theta' = (p-1) + n\cos\Theta\,,$$

$$I_0^2 = n^2 + 2n(p-1)\cos\Theta + (p-1)^2\,,$$

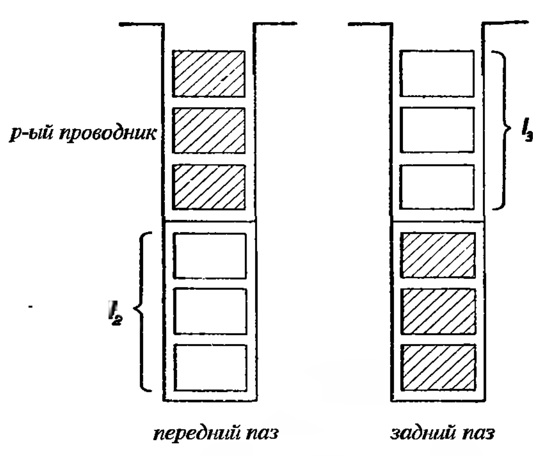


Рис. 24-6. Двухслойная обмотка с массивными проводниками.

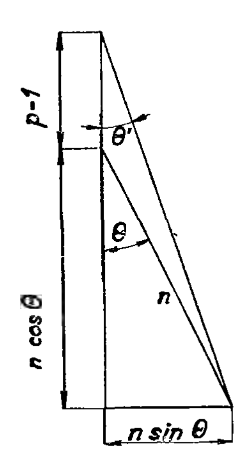


Рис. 24-7. Векторная диаграмма токов в пазу.

то после подстановки соответствующих значений из формулы (24-29) получим

$$K_p = M_r + N_r(n^2 - n\cos\Theta + 2pn\cos\Theta + p^2 - p)\,.$$

Средний коэффициент сопротивления для верхнего слоя получается из формулы

$$K_v = \frac{1}{n}\sum_{p=1}^{n} K_p\,.$$

После подстановки получим

$$K_v = M_r + N_r\left(n^2\cos\Theta + \frac{4n^2-1}{3}\right). \qquad (24\text{-}45)$$

Для другой стороны катушки, расположенной в нижнем слое, было выведено по уравнению 24-30 выражение

$$K_s = M_r + N_r\frac{n^2-1}{3}\,,$$

откуда получаем среднюю величину коэффициента сопротивления

$$K = \frac{K_v + K_s}{2}\,,$$

которая после преобразования примет вид

$$K = M_r + N_r\left(\frac{5n^2 - 2}{6} + \frac{n^2 \cos\Theta}{2}\right). \tag{24-46}$$

Если отдельные проводники составные, а элементарные проводники соединены на обоих концах проводников, то в формулу для α из уравнения (24-8) можно подставить значение удельного сопротивления по формуле (24-31), т. е.

$$\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5 .$$

ОБМОТКИ С СОСТАВНЫМИ ПРОВОДНИКАМИ

Если проводник обмотки составной, а элементарные проводники взаимно изолированы в одном или нескольких витках, то могут представиться следующие возможности:

1. Проводники переходят из одного паза в другой, не меняя последовательности элементарных проводников (неинверсированные обмотки).

2. Проводники на обоих концах инверсированы, причем последовательность элементарных проводников на передней стороне катушки обратна их последовательности на задней стороне катушки (инверсированные обмотки).

3. Проводники катушек на одной стороне машины при переходе от передних сторон катушек к задним не инверсированы, в то время как на другой стороне машины при переходе от задних сторон катушек к передним они инверсированы (полуинверсированные обмотки).

С такой точки зрения получаются различные добавочные потери в обмотках.

1. Неинверсированные обмотки

Рассмотрим наиболее простой случай, когда элементарные проводники взаимно изолированы в одном витке и не инверсированы. Этот случай приведен на рис. 24-8, где показаны два паза, соответствующие передней и задней сторонам какушки. В переднем пазу объем тока в нижнем слое будет I_2, в заднем пазу — I_3. Последовательность расположения элементарных проводников на рис. 24-8 показана в виде горизонтальных жирных линий, несимметрично расположенных в сечении проводников.

По рис. 24-8 можно составить дифференциальное уравнение с частными производными, соответствующее соотношению (24-36), учитывая обе стороны рассматриваемой катушки:

$$2\varrho\frac{\partial\bar{\sigma}}{\partial x} - \mathrm{j}\frac{4\pi\omega}{a}\{2(p-1)I_1 + I_2\} - 2\mathrm{j}\frac{4\pi\omega b}{a}\int_0^x \bar{\sigma}\,\mathrm{d}x = 0 .$$

Если сравнить это уравнение с уравнением 24-36, то обнаружим, что

$$I_r = (p-1)\,I_1 + \frac{I_2}{2}, \quad I_r = I_0\,, \quad I_2 = nI_1 \underline{/\Theta}\,.$$

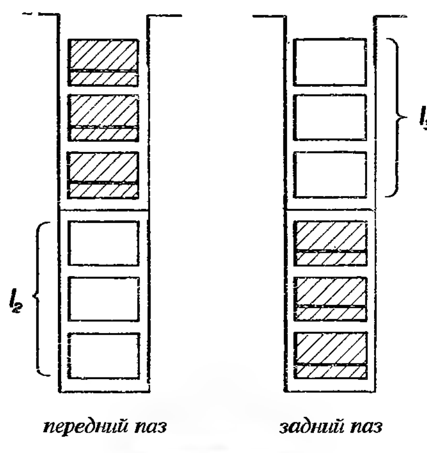


Рис. 24-8. Неинверсированная двухслойная обмотка с составными проводниками.

Рис. 24-9. Векторная диаграмма токов в пазу для неинверсированной обмотки с составными проводниками.

Если приравнять амплитуду $I_1 = 1$, то согласно диаграмме на рис. 24-9 можно написать

$$I_r \cos\Theta = p - 1 + \frac{n}{2}\cos\Theta\,,$$

$$|I_r|^2 = \frac{n^2}{4} + n(p-1)\cos\Theta + (p-1)^2\,.$$

Действительная часть уравнения (24-44) дает коэффициент сопротивления p-ого проводника:

$$K_p = M_r + N_r\left(\frac{n^2}{4} - \frac{n}{2}\cos\Theta + np\cos\Theta + p^2 - p\right).$$

Средний коэффициент сопротивления и здесь будет равен

$$K = \frac{1}{n}\sum_{p=1}^{n} K_p\,.$$

После подстановки получим

$$K = M_r + N_r\left(\frac{7n^2-4}{12} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right). \qquad (24\text{-}47)$$

Далее рассмотрим такой случай, когда элементарные проводники проходят изолированно через все витки катушки и не инверсированы.

Средний коэффициент сопротивления рассчитывается так же, как и ранее. И в этом случае мы исходим из уравнения (24-36), согласно которому дифференциальное уравнение напишем в следующем виде:

$$2n\varrho\frac{\partial\bar{\sigma}}{\partial x}-\mathrm{j}\frac{4\pi\omega}{a}\sum_{p=1}^{n}[2(p-1)I_1+I_2]-\mathrm{j}\frac{4\pi\omega b}{a}2n\int_0^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x=0\,.$$

Произведя сложение во втором члене этого уравнения, получим выражение

$$\varrho\frac{\partial\bar{\sigma}}{\partial x}-\mathrm{j}\frac{4\pi\omega}{a}\left[\frac{n-1}{2}I_1+\frac{I_2}{2}\right]-\mathrm{j}\frac{4\pi\omega b}{a}\int_0^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x=0\,,$$

при этом

$$I_r=I_0=\frac{n-1}{2}I_1+\frac{I_2}{2},\quad I_1=1\,,\quad I_2=n\underline{/\Theta}\,,$$

$$I_r=I_0=\tfrac{1}{2}[(n-1)+n\underline{/\Theta}]\,.$$

Подставим эти значения в уравнение (24-44) и получим действительную часть уравнения, из которой следует коэффициент сопротивления

$$K=M_r+N_r\left(\frac{2n^2-1}{4}+\frac{n^2}{2}\cos\Theta\right).\qquad(24\text{-}48)$$

2. Инверсированные обмотки

Рассмотрим теперь инверсированные обмотки с составными проводниками и предположим, что элементарные проводники имеют кондуктивное соединение по длине всего витка, причем проводник в изгибе инверсирован (24-10). Основное дифференциальное уравнение (24-35) можно также представить в виде

$$2\varrho\frac{\partial\bar{\sigma}}{\partial x}-\mathrm{j}\frac{4\pi\omega}{a}I_2+\frac{\partial}{\partial x}\mathrm{j}\frac{4\pi\omega}{a}\{(p-1)I_1(h-x)+(p-1)I_1x\}-$$

$$-\mathrm{j}\frac{4\pi b\omega}{a}\left\{\int_0^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x+\int_h^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x\right\}=0\,,$$

которое после преобразования примет вид

$$\varrho\frac{\partial\bar{\sigma}}{\partial x}-\mathrm{j}\frac{4\pi\omega}{a}\left(\frac{I_2}{2}-\frac{I_1}{2}\right)-\mathrm{j}\frac{4\pi\omega b}{a}\int_0^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x=0\,,\qquad(24\text{-}49)$$

где

$$I_r=\frac{I_2}{2}-\frac{I_1}{2}\,.$$

После подстановки в (24-44) получим коэффициент сопротивления в виде

$$K=M_r+N_r\frac{n^2-1}{4}\,,\qquad(24\text{-}50)$$

где n — число проводников в одном слое.

Однако возможен и такой случай, когда элементарные проводники проходят изолированно по всей длине витков катушки и кондуктивно соединены лишь в начале и в конце, причем инверсия здесь осуществляется с обеих сторон (рис. 24-10).

Коэффициент сопротивления следует из дифференциального уравнения

$$2n\varrho\frac{\partial\bar{\sigma}}{\partial x}+\frac{\partial}{\partial x}\,\mathrm{j}\,\frac{4\pi\omega}{a}I_2(h-x)\,n+\frac{\partial}{\partial x}\,\mathrm{j}\,\frac{4\pi\omega}{a}I_1\{h-x+2(h-x)+$$

$$+3(h-x)+\ldots+x+2x+3x+\ldots\}-\mathrm{j}\,\frac{4\pi\omega b}{a}\left\{n\int_0^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x+n\int_h^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x\right\}=0\,,$$

из которого имеем

$$\varrho\frac{\partial\bar{\sigma}}{\partial x}-\mathrm{j}\,\frac{4\pi\omega}{a}\left(\frac{I_2}{2}-\frac{I_1}{2}\right)-\mathrm{j}\,\frac{4\pi\omega b}{a}\int_0^x\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x=0\,. \qquad (24\text{-}51)$$

Если сравнить полученное уравнение с уравнением (24-36), то найдем

$$I_r=\frac{I_2}{2}-\frac{I_1}{2}=I_0\,.$$

Положим снова

$$I_1=1\,,\quad I_2=n\underline{/\Theta}$$

и получим

$$I_r=\tfrac{1}{2}\left(n\underline{/\Theta}-1\right).$$

Затем из уравнения (24-44) найдем

$$K=M_r+N_r\frac{n^2-1}{4}\,. \qquad (24\text{-}52)$$

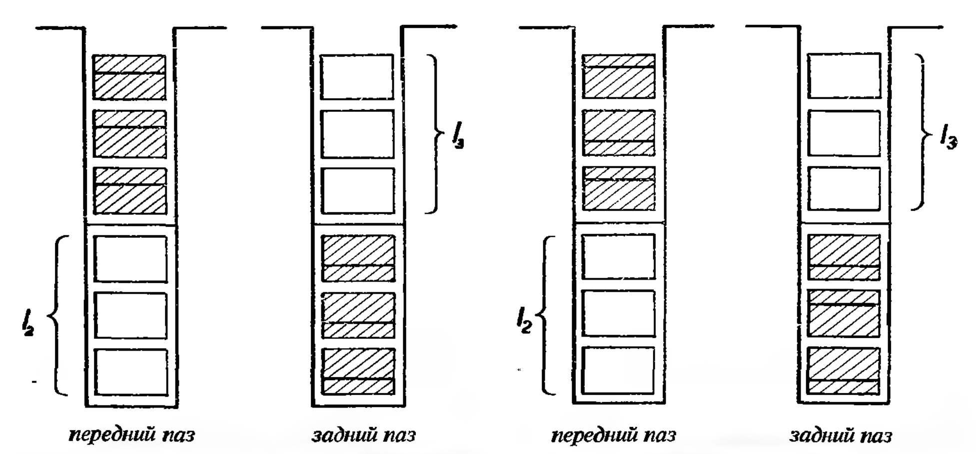


Рис. 24-10. Двухслойная обмотка с составными проводниками с инверсией с обеих сторон.

Рис. 24-11. Полуинверсированная двухслойная обмотка с составными проводниками.

Полученный результат тождественен (24-50). В обоих случаях коэффициент сопротивления не зависит от сдвига фаз между токами нижнего и верхнего слоев.

3. Полуинверсированные обмотки

Если витки в катушке расположить так, что проводники инверсированы лишь на одном конце и элементарные проводники изолированы друг от друга во всей катушке, будучи кондуктивно соединены лишь в начале и в конце катушки, то расположение проводников будет соответствовать рис. (24-11). Тогда дифференциальное уравнение имеет вид

$$2n\varrho \frac{\partial \bar{\sigma}}{\partial x} + \frac{\partial}{\partial x} \mathrm{j} \frac{4\pi\omega}{a} I_2 \{h - x + x + h - x + x + \ldots\} + \frac{\partial}{\partial x} \mathrm{j} \frac{4\pi\omega}{a} I_1 \{h - x +$$

$$+ x + 2(h - x) + 2x + \ldots\} - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega b}{a} \left\{ n \int_0^x \bar{\sigma}\, \mathrm{d}x + n \int_h^x \bar{\sigma}\, \mathrm{d}x \right\} = 0 .$$

Для четного числа n проводников получим

$$\varrho \frac{\partial \bar{\sigma}}{\partial x} - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega}{a} \left(- \frac{I_1}{2} \right) - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega b}{a} \int_0^x \bar{\sigma}\, \mathrm{d}x = 0 , \tag{24-53}$$

где

$$I_r = - \frac{I_1}{2} .$$

Аналогично для нечетного числа n проводников в катушке имеем

$$\varrho \frac{\partial \bar{\sigma}}{\partial x} - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega}{a} \left(\frac{I_1}{2} \underline{/\Theta} - \frac{I_1}{2} \right) - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega b}{a} \int_0^x \bar{\sigma}\, \mathrm{d}x = 0 , \tag{24-54}$$

откуда получим

$$I_r = \frac{I_1}{2} \underline{/\Theta} - \frac{I_1}{2} .$$

Исходя из уравнения (24-44), при $I_1 = 1$ получим из уравнения (24-53) для четного числа n проводников коэффициент сопротивления в виде

$$K = M_r - \frac{N_r}{4} . \tag{24-55}$$

и из уравнения (24-54) для нечетного числа n проводников — в виде

$$K = M_r . \tag{24-56}$$

Из этого можно заключить, что, среди всех приведенных выше случаев, случай (24-54) наиболее выгоден.

При этих рассуждениях мы предполагаем, что элементарные проводники обмоток с составными проводниками настолько тонки, что в них не смогут создаваться более или менее существенные вихревые токи. Для контроля вихревых токов можно также воспользоваться формулами (24-30) или (24-46).

б) Критическое сечение проводника в пазу

В предыдущем параграфе было сказано, что под влиянием неравномерного распределения плотности тока в проводниках, расположенных в пазах, вызванного воздействием поперечного магнитного поля, создаются добавочные потери, которые зависят также и от высоты сечения проводника. По мере возрастания высоты h, одновременно с увеличением сечения проводника, увеличиваются и добавочные токи. Напрашивается вопрос, в какой же мере можно увеличить высоту сечения проводника, желая свести потери до минимума.

Обозначим активную длину проводника через l_1, а полную длину — через l_v. Пусть имеем

$$\frac{l_v}{l_1} = 1 + \lambda,$$

где λ выражает относительную длину лобовых частей обмотки по сравнению с длиной l_1. Если K является коэффициентом сопротивления при переменном токе для части проводника, расположенной в пазу, то результирующий коэффициент сопротивления для обмотки с массивными проводниками имеет вид

$$k = \frac{K + \lambda}{1 + \lambda}. \tag{24-57}$$

У обмоток с составными проводниками, где распределение плотности тока в проводниках, расположенных в пазах и в лобовых частях обмотки, одинаковое, будет $\lambda = 0$ и, следовательно

$$k = K. \tag{24-57'}$$

Для учета влияния лобовых частей обмотки в этом случае в формулу (24-8) подставляется значение удельного сопротивления

$$\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5,$$

где ϱ' подлинное удельное сопротивление. В общих случаях коэффициент сопротивления можно представить в виде

$$K = M_r + QN_r, \tag{24-58}$$

где функция Q зависит от схемы обмотки, как видно из таблицы 24-1. Если

Таблица 24-1

Значения коэффициентов сопротивления для различных видов обмоток

Вид обмотки	Коэффициент сопротивления (или потери подводимой мощности	Примечание
Однослойная обмотка с массивными проводниками	$K = M_r + N_r \frac{n^2 - 1}{3}$	n — число проводников в пазу
Однослойная обмотка с составными проводниками	$K = M_r + N_r \frac{n^2 - 1}{3}$	n — число проводников в пазу; в формулу (24-8) для α следует подставить удельное сопротивление $\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5$
Двухслойная обмотка, в которой ток протекает лишь в нижнем слое	$P = R_c N_r I_0^2$	—
Двухслойная обмотка с укороченным шагом и массивными проводниками	$K = M_r + N_r \left(\frac{5n^2 - 2}{6} + \frac{n^2}{2} \cos \Theta \right)$	n — число проводников в слое; Θ — сдвиг фаз между токами нижнего и верхнего слоев; если проводник — составной и элементарные проводники соединены на концах якоря, то в формулу для α следует подставить удельное сопротивление $\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5$
Неинверсированная двухслойная обмотка с составными проводниками; элементарные проводники соединены по всей длине витка	$K = M_r + N_r \left(\frac{7n^2 - 4}{12} + \frac{n^2}{2} \cos \Theta \right)$	в формулу (24-8) для α следует подставить удельное сопротивление $\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5$
Неинверсированная двухслойная обмотка с составными проводниками; элементарные проводники соединены по всей длине катушки	$K = M_r + N_r \left(\frac{2n^2 - 1}{4} + \frac{n^2}{2} \cos \Theta \right)$	в формулу (24-8) для α следует подставить удельное сопротивление $\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5$
Инверсированная двухслойная обмотка с составными проводниками; элементарные проводники соединены по всей длине витка	$K = M_r + N_r \frac{n^2 - 1}{4}$	в формулу (24-8) для α следует подставить удельное сопротивление $\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5$
Инверсированная двухслойная обмотка с составными проводниками; элементарные проводники соединены по всей длине катушки	$K = M_r + N_r \frac{n^2 - 1}{4}$	в формулу (24-8) для α следует подставить удельное сопротивление $\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5$
Полуинверсированная двухслойная обмотка с составными проводниками; элементарные проводники соединены по всей длине катушки	$K = M_r - \frac{N_r}{4}$ $K = M_r$	для четного числа n для нечетного числа n в формулу (24-8) для α следует подставить удельное сопротивление $\varrho = \varrho' \frac{l_v}{l_1} 10^5$

подставить значения (24-58) в уравнение (24-57), то окажется, что результирующий коэффициент сопротивления будет

$$k = \frac{M_r + QN_r + \lambda}{1 + \lambda},$$

так что сопротивление проводника на 1 см длины будет равно*)

$$r_1 = \frac{\varrho'}{10^4 bh} \frac{M_r + QN_r + \lambda}{1 + \lambda}. \qquad (24\text{-}59)$$

Если требуется исследовать минимальное эффективное сопротивление и соответствующую высоту сечения проводника, которую назовем критической, то положим, что

$$\frac{\mathrm{d}r_1}{\mathrm{d}h} = 0.$$

Заменив r_1 значением (24-59), получим критическую высоту сечения в виде

$$h_0 = \frac{M_r + QN_r + \lambda}{M'_r + QN'_r}, \qquad (24\text{-}60)$$

где M'_r и N'_r — производные по параметру h. Из этого видно, что критическая высота h_0 для различных Q — различна. Из формулы 24-8 следует, что постоянная α зависит от частоты f, а так как параметр $\delta = |\alpha h/2|$ в формулах (24-19) и (24-20) является также функцией частоты, то из этого следует, что критическая
24-20) является также функцией частоты, то из этого следует, что критическая
высота по мере возрастания частоты убывает.

Практическое значение критической высоты h_0 заключается в том, что по мере возрастания высоты сечения, эффективное сопротивление проводника уменьшается до достижения величины h_0. Если же и эта критическая высота будет превышена, то эффективное сопротивление проводника, а, следовательно, и добавочные потери, снова возрастают; в таком случае увеличение высоты влечет за собой не только потери в активной меди, но и ухудшение к. п. д. машины.

Уравнение (24-60) можно решать графически или аналитически. Если разложить значения M_r и N_r, приведенные в формулах (24-19) и (24-20) в ряды Мак-Лорена, то получим

$$M_r = \delta \left\{ \left[2\delta + \frac{(2\delta)^5}{5!} + \frac{(2\delta)^9}{9!} + \frac{(2\delta)^{13}}{13!} + \ldots \right] : \left[\frac{(2\delta)^2}{2!} + \frac{(2\delta)^6}{6!} + \frac{(2\delta)^{10}}{10!} + \frac{(2\delta)^{14}}{14!} + \ldots \right] \right\}, \qquad (24\text{-}61)$$

*) Удельное сопротивление ϱ' выражено в Ω мм^2/м.

$$N_r = 2\delta \left\{ \left[\frac{\delta^3}{3!} + \frac{\delta^7}{7!} + \frac{\delta^{11}}{11!} + \frac{\delta^{15}}{15!} + \ldots \right] : \left[1 + \frac{\delta^4}{4!} + \frac{\delta^8}{8!} + \frac{\delta^{12}}{12!} + \frac{\delta^{16}}{16!} + \ldots \right] \right\}. \quad (24\text{-}62)$$

Вычислим эти выражения и найдем

$$M_r = 1 + 0{,}088\delta^4 - 0{,}00339\delta^8 + 0{,}0015\delta^{12} - \ldots , \quad (24\text{-}61')$$

$$N_r = \delta^4(0{,}33 - 0{,}013493\delta^4 + 0{,}000552\delta^8 - \ldots). \quad (24\text{-}62')$$

Если ввести эти выражения в уравнение 24-60 и преобразовать его, то получим уравнение в виде

$$(1 + \lambda) - (0{,}266 + Q)\,\delta^4 + (0{,}02373 + 0{,}09445Q)\,\delta^8 - \\ - (0{,}0165 + 0{,}0061Q)\,\delta^{12} + \ldots = 0. \quad (24\text{-}63)$$

Из этого уравнения можно определить приближенное значение δ, а следовательно и критическую высоту проводника, предполагая, что $\delta < 1{,}0$, так что членами с δ^8 и δ^{12} и т. д. можно пренебречь, в результате чего уравнение (24-63) приобретет простой вид

$$(1 + \lambda) - \left(\frac{4}{15} + Q \right) \delta^4 = 0. \quad (24\text{-}64)$$

Тогда получим

$$\delta \doteq \sqrt[4]{\frac{15(1 + \lambda)}{4 + 15Q}} \quad (24\text{-}65)$$

соответствующая критическая высота будет равна

$$h_0 \doteq \frac{1}{|\alpha|} \sqrt[4]{\frac{60(1 + \lambda)}{4 + 15Q}}. \quad (24\text{-}66)$$

Притом Q заменим функцией, зависящей от схемы обмотки согласно данным, приведенным в табл. 24-1.

Рассмотрим наиболее простой случай, когда в паз друг над другом укладывается n проводников. Здесь имеем

$$Q = \frac{n^2 - 1}{3}.$$

Введя эту функцию в уравнение (24-66), получим для критической высоты выражение

$$h_0 = \frac{1}{|\alpha|} \sqrt[4]{\frac{12(1 + \lambda)}{n^2 - 0{,}2}}. \quad (24\text{-}67)$$

Эта формула была выведена Роговским. Если подставить в уравнение (24-59)

вместо M_r и N_r соответствующие значения из (24-61′) и (24-62′), то найдем, что критическое сопротивление проводника на 1 см отвечает выражению

$$r_{1_0} = \frac{\varrho^r}{10^4 bh} \cdot 1{,}33 = 1{,}33 r_c ,$$

причем r_c является сопротивлением постоянному току на 1 см длины проводника.

Из уравнения (24-66) следует, что по мере возрастания величины функции Q критическая высота проводника уменьшается; у большинства же обмоток, приведенных в табл. 24-1, по мере возрастания числа проводников n в пазу, или же в слое, высота h_0 будет уменьшаться. Поэтому в таких случаях рекомендуется проверить критическую высоту сечения проводника.

ε) Влияние вихревых токов, вызванных поперечным полем в пазу, на реактивное сопротивление обмотки

Помимо повышения эффективного сопротивления обмотки под влиянием вихревых токов, вызванных поперечным магнитным полем в пазу, вихревые токи влияют также на величину реактивного сопротивления. Их влияние проявляется в особенности там, где высота проводника велика, как это имеет место, напр., у роторных стержней асинхронных двигателей с вихревым якорем.

Для определения реактивного сопротивления воспользуемся ранее упомянутым методом Лиона, при применении которого исходят из значений полного падения напряжения $\Delta\bar{I}_1$ и $\Delta\bar{I}_0$, приведенных ранее в формулах (24-38) или (24-41). Притом следует иметь в виду, что на величину реактивного сопротивления оказывают влияние также проводники, расположенные в пазу над рассматриваемыми проводниками.

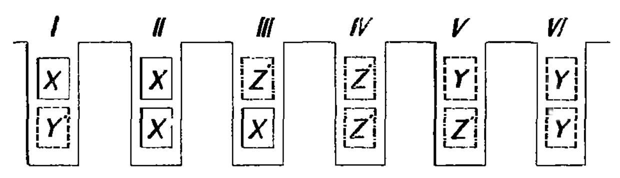


Рис. 24-12. Расположение фаз в пазах под полюсом двухслойной обмотки с укороченным шагом.

В дальнейшем будем рассматривать двухслойные обмотки с укороченным шагом. Пусть имеем такое расположение фаз под одним полюсом обмотки с числом фаз $m = 3$, числом пазов на полюс $Q = 6$, числом пазов на полюс и фазу $q = 2$ и шагом по пазам $y_{d_1} = 5$, как показано на рис. 24-12. Из рисунка видно, что в пазах *I*, *III*, *V* верхние и нижние слои принадлежат различным фазам, в то время, как в пазах *II*, *IV* и *VI* оба слоя принадлежат одной и той же фазе. Рассматривая, напр, фазу Z^1, можно установить, что ее проводники расположены симметрично относительно оси паза *IV*; в пазу же *III* эта фаза лежит в верхнем слое, в то время как в пазу *V* — в нижнем слое. Притом ток фазы X в нижнем слое паза *III* опережает фазу Z' на угол $+\Theta$ в то время как ток фазы Y

в верхнем слое паза V отстает на угол $-\Theta$. Поэтому решение этой задачи можно упростить, предполагая, что верхний слой фазы Z^1 в пазу III, и нижний ее слой в пазу V образуют идеальную катушку с укороченным шагом, сцепленную с обеими соседними фазами. С другой же стороны в пазу IV оба слоя принадлежат одной и той же фазе Z', так что можно предполагать, что эти слои соответствуют катушке с полным шагом. В результате решение задачи существенно упрощается. Приведем теперь некоторые примеры таких решений.

а) Рассмотрим случай двухслойной обмотки с массивными стержнями и укороченным шагом и исследуем полное сопротивление идеальной катушки с укороченным шагом, приведенной на рис. 24-6. Предположим, что в переднем пазу в нижнем слое объем тока будет I_2, а в заднем пазу в верхнем слое I_3, причем положим, что

$$I_1 = 1\,,\quad I_2 = n\underline{/\Theta}\,,\quad I_3 = n\underline{/-\Theta}\,,\quad I_r = I_0\,,$$

где через n обозначено число проводников в одном слое. Пользуясь формулами (24-38) или (24-41) можно написать

$$z = \frac{R_c}{2n}\left\{\sum_1^n\left[M + \left(\frac{p-1}{2} + \frac{n}{2}\underline{/\Theta}\right)N\right] + \sum_1^n\left[M + \frac{p-1}{2}N\right] + \right.$$
$$+ \sum_1^n (p-1)\left[\tfrac{1}{2} + p - 1 + n\underline{/\Theta}\right]N + n\sum_1^n\left[\tfrac{1}{2}\underline{/-\Theta} + \right.$$
$$\left. + (p-1)\underline{/-\Theta} + n\right]N + \sum_1^n (p-1)\left[\tfrac{1}{2} + p - 1\right]N\Big\}. \qquad (24\text{-}68)$$

В этом уравнении первое выражение в квадратных скобках характеризует собственный импеданц в верхнем слое переднего паза, второе выражение характеризует импеданц в проводниках нижнего слоя в заднем пазу согласно формуле 24-38. Третье выражение характеризует импеданц в нижних проводниках верхнего слоя переднего паза, четвертое выражение — импеданц, вызванный влиянием объема тока I_3 на нижний слой в заднем пазу и, наконец, пятое выражение характеризует импеданц, вызванный самими проводниками в нижнем слое заднего паза согласно формуле (24-41).

Складывая соответствующие арифметические прогрессии первого и второго порядка. относительно p и преобразуя полученную формулу, получим импеданц в виде

$$z = R_c\left\{M + \left(\frac{5n^2-2}{6} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)N\right\}, \qquad (24\text{-}69)$$

$$r = R_c\left\{M_r + \left(\frac{5n^2-2}{6} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)N_r\right\}, \qquad (24\text{-}69')$$

$$x = R_c\left\{M_x + \left(\frac{5n^2-2}{6} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)N_x\right\}. \qquad (24\text{-}69'')$$

Полученный результат совпадает с выражением (24-46).

Если положить сдвиг фаз равным $\pm\Theta = 0$, что соответствует катушке с полным шагом, то получим

$$z = R_c\left\{M + \frac{4n^2 - 1}{3}N\right\}, \tag{24-70}$$

$$r = R_c\left\{M_r + \frac{4n^2 - 1}{3}N_r\right\}, \tag{24-70'}$$

$$x = R_c\left\{M_x + \frac{4n^2 - 1}{3}N_x\right\}. \tag{24-70''}$$

б) Далее рассмотрим обмотки с составными проводниками и проанализируем обмотки с неинверсированными лобовыми частями и с укороченным шагом (рис. 24-8), предполагая, что объемы токов I_2, I_3 по отношению к току рассматриваемой фазы будут смещены по фазе на $\pm\Theta$. Элементарные проводники взаимно соединены в начале и в конце катушки. При решении задачи и здесь будем исходить из уравнений (24-38) и (24-41). Притом следует иметь в виду, что p-ый проводник, считая от нижней части верхнего слоя в переднем пазу, будет иметь объем тока нижней части рåвный $(p - 1)I_1 + I_2$, в то время как объем тока на задней стороне катушки, отнесенный к задней стороне того же витка, будет равен $(n - p)I_1$. Таким образом результирующий объем тока будет равен

$$I_r = \frac{n-1}{2}I_1 + \frac{I_2}{2}. \tag{24-71}$$

Приравнивая I_1 к единице, получим $I_r = (n-1)/2 + n/2\underline{/\Theta}$ и на основании формул (24-38) и (24-41) найдем

$$z = \frac{R_c}{2n}\left\{2\sum_1^n\left[M + \left(\frac{n-1}{4} + \frac{n}{4}\underline{/\Theta}\right)N\right] + \sum_1^n(p-1)\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{n-1}{2} + \frac{1}{2}n\underline{/\Theta}\right)N + \right.\right.$$
$$\left. + \left(p - 1 + n\underline{/\Theta} - \frac{n-1}{2} - \frac{1}{2}n\underline{/\Theta}\right)\alpha^2h^2\right] +$$
$$+ n\sum_1^n\left[\left(\frac{1}{2}\underline{/\Theta} + \frac{n-1}{2}\underline{/-\Theta} + \frac{1}{2}n\right)N + \left((p-1)\underline{/-\Theta} + n - \frac{n-1}{2}\underline{/-\Theta} - \right.\right.$$
$$\left.\left. - \frac{1}{2}n\right)\alpha^2h^2\right] + \sum_1^n(p-1)\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{n-1}{2} + \frac{1}{2}n\underline{/\Theta}\right)N + \right.$$
$$\left.\left. + \left(p - 1 - \frac{n-1}{2} - \frac{1}{2}n\underline{/\Theta}\right)\alpha^2h^2\right]\right\}. \tag{24-72}$$

Первое выражение в квадратных скобках характеризует собственный импеданц на передней и задней сторонах катушки, второе выражение характеризует импеданц, имеющий место в нижнем пазу при одновременном воздействии объема тока I_2 нижнего слоя в переднем пазу. Третье выражение характеризует

импеданц, вызываемый воздействием верхнего слоя с объемом тока I_3 в заднем пазу на нижние проводники рассматриваемой катушки в заднем пазу. И, наконец, четвертое выражение характеризует импеданц, образующийся в нижних проводниках нижнего слоя в заднем пазу. Преобразуя уравнение (24-73) получим

$$z = R_c\left\{M + \left(\frac{2n^2-1}{4} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)N + \frac{4n^2-1}{12}\alpha^2h^2\right\}. \qquad (24\text{-}73)$$

Далее из этого уравнения следует

$$r = R_c\left\{M_r + \left(\frac{2n^2-1}{4} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)N_r\right\}, \qquad (24\text{-}73')$$

$$x = R_c\left\{M_x + \left(\frac{2n^2-1}{4} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)N_x + \frac{4n^2-1}{6}\delta^2\right\}, \qquad (24\text{-}73'')$$

что согласуется с ранее выведенным уравнением (24-48).

При полном шаге будет $\Theta = 0$ и следовательно

$$z = R_c\left\{M + \frac{4n^2-1}{4}N + \frac{4n^2-1}{12}\alpha^2h^2\right\}, \qquad (24\text{-}74)$$

$$r = R_c\left\{M_r + \frac{4n^2-1}{4}N_r\right\}, \qquad (24\text{-}74')$$

$$x = R_c\left\{M_x + \frac{4n^2-1}{4}N_x + \frac{4n^2-1}{6}\delta^2\right\}. \qquad (24\text{-}74'')$$

в) Рассмотрим дальнейший случай, когда проводники — составные во всей катушке и инверсированные с обеих сторон (24-10). Плотность тока в элементарных проводниках в нижнем слое на определенном расстоянии от дна паза в силу инверсии с обеих концов обмотки будет та же, что и плотность тока в элементарных проводниках верхнего слоя катушки на том же расстоянии от верхней части паза. При решении такого случая следует преобразовать формулу (24-41) для $\Delta\overline{I_0}$ с учетом обратной последоваельности элементарных проводников в нижнем слое. Магнитный поток, вызываемый нижними токами, в таком случае имеет вид

$$\varphi = \frac{4\pi}{a}\int_h^0 \mathrm{d}x\int_h^x b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x + \frac{4\pi}{a}I_0h\,.$$

При интегрировании этого выражения следует обратить внимание на следующие известные соотношения между интегралами

$$\int_h^0 \mathrm{d}x\int_h^x b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x = \int_h^0 \mathrm{d}x\left[\int_h^0 b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x + \int_0^x b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x\right] =$$

$$= \int_h^0 \mathrm{d}x\left[-\int_0^h b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x + \int_0^x b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x\right] = \int_0^h \mathrm{d}x\left[\int_0^h b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x - \int_0^x b\bar{\sigma}\,\mathrm{d}x\right].$$

Подставим вместо $\bar{\sigma}$ выражение (24-39), произведем намеченное интегрирование и найдем после соответствующего преобразования выражение

$$\varphi = \frac{1}{\mathrm{j}\omega}\frac{\varrho}{bh}\left\{(I_1 + I_r + I_0)\,\alpha^2h^2 - \left(\frac{I_1}{2} + I_r\right)N\right\}. \qquad (24\text{-}75)$$

Соответствующее полное падение напряжения будет

$$\Delta\bar{e}_0 = l_1\omega\mathrm{j}\varphi = R_c\left\{(I_1 + I_r + I_0)\,\alpha^2h^2 - \left(\frac{I_1}{2} + I_r\right)N\right\}, \qquad (24\text{-}76)$$

где через R_c обозначено сопротивление постоянному току проводника

$$R_c = \frac{l_1\varrho}{bh},$$

при условии, что l_1 обозначает длину проводника. Следует заметить, что если измерять плотности тока в переднем пазу от верхней части верхнего слоя ко дну паза, то максимальное полное падение напряжения в заднем пазу проявится у дна нижнего слоя. Из уравнения 24-35 получим

$$I_r = \tfrac{1}{2}[n\underline{/\Theta} + (p-1) - (p-1) - 1],$$

или же

$$I_r = \tfrac{1}{2}(n\underline{/\Theta} - 1), \qquad (24\text{-}77)$$

и вследствие этого будет

$$z = \frac{R_c}{2n}\left\{2\sum_1^n\left[M + \left(\frac{n\underline{/\Theta}}{4} - \frac{1}{4}\right)N\right] + \sum_1^n(p-1)\left[\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}n\underline{/\Theta} - \frac{1}{2}\right)N + \right.\right.$$
$$\left. + \left((p-1) + n\underline{/\Theta} - \frac{1}{2}n\underline{/Q} + \frac{1}{2}\right)\alpha^2h^2\right] + n\sum_1^n\left[\left(\frac{1}{2}\underline{/-\Theta} + \frac{n}{2} - \frac{1}{2}\underline{/-\Theta}\right)N + \right.$$
$$\left. + \left((p-1)\underline{/-\Theta} + n - \frac{n}{2} + \frac{1}{2}\underline{/-\Theta}\right)\alpha^2h^2\right] + \sum_1^n p\left[\left(1 + \frac{1}{2}n\underline{/\Theta} - \frac{1}{2} + \right.\right.$$
$$\left.\left.\left. + p - 1\right)\alpha^2h^2 - \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}n\underline{/\Theta} - \frac{1}{2}\right)N\right]\right\}. \qquad (24\text{-}78)$$

Притом первое выражение в квадратных скобках характеризует собственный импеданц в передней и задней сторонах катушки согласно формуле (24-38). Второе выражение характеризует согласно уравнению (24-41) импеданц в нижних витках верхнего слоя переднего паза при воздействии объема тока I_2, а третье выражение относится к импеданцу, вызываемому верхним слоем с объемом тока I_3 в заднем пазу в нижних проводниках рассматриваемой катушки в заднем пазу. И, наконец, четвертое выражение характеризует импеданц в нижних проводниках нижнего слоя в заднем пазу.

После преобразования уравнения (24-78) получим формулу

$$z = R_c\{M + \tfrac{1}{4}(n^2 - 1)\,N + [\tfrac{1}{12}(7n^2 - 1) + \tfrac{1}{2}n^2\cos\Theta]\,\alpha^2h^2\}, \tag{24-79}$$

откуда следует

$$r = R_c\{M_r + \tfrac{1}{4}(n^2 - 1)\,N_r\}, \tag{24-79'}$$

$$x = R_c\{M_x + \tfrac{1}{4}(n^2 - 1)\,N_x + [\tfrac{1}{6}(7n^2 - 1) + n^2\cos\Theta]\,\delta^2\}. \tag{24-79''}$$

Эти результаты согласуются с уравнением (24-48).

г) В случае полуинверсированных обмоток можно поступать аналогично. Исходя из уравнений (24-55) и (24-56) мы убедились в существовании следующих двух возможностей. Если слой двухслойной обмотки состоит из n проводников, то для четного числа n можно вывести следующие выражения:

$$z = R_c\left\{M - \frac{N}{4} + \left(\frac{10n^2 - 1}{12} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)\alpha^2h^2\right\}, \tag{24-80}$$

$$r = R_c\left\{M_r - \frac{N_r}{4}\right\}, \tag{24-80'}$$

$$x = R_c\left\{M_x - \frac{N_x}{4} + \left(\frac{10n^2 - 1}{6} + n^2\cos\Theta\right)\delta^2\right\}. \tag{24-80''}$$

Если же число n — нечетное, то получим

$$z = R_c\left\{M + \left(\frac{10n^2 - 1}{12} + \frac{n^2}{2}\cos\Theta\right)\alpha^2h^2\right\}, \tag{24-81}$$

$$r = R_cM_r, \tag{24-81'}$$

$$x = R_c\left\{M_x + \left(\frac{10n^2 - 1}{6} + n^2\cos\Theta\right)\delta^2\right\}. \tag{24-81''}$$

Эти результаты согласуются с уравнениями (24-55) и (24-56).

Выведенные формулы справедливы для основной гармоники. Однако, они могут быть использованы и для высших гармоник при условии, что частота f в формуле (24-8) будет иметь значение соответствующей гармоники. В дальнейшем мы убедимся в том, что соответствующее полное падение напряжения будет иметь значительную величину.

б) ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ В ПАЗАХ, ВЫЗВАННЫЕ ПРОДОЛЬНЫМ МАГНИТНЫМ ПОЛЕМ

Наряду с добавочными потерями, вызванными поперечным магнитным полем в пазу, могут иметь место еще и дальнейшие добавочные потери в проводниках, вызванные магнитным насыщением зубцов. Такие потери зависят как

от насыщения зубцов, так и от величины тока в проводнике. Исследование можно осуществить на основании известных уравнений Максвелла. Для определения их величины рассмотрим упрощенный случай (рис. 24-13), когда между двумя плоскими параллельными стенками P, Q, ограничивающими среду с бесконечно большой магнитной проницаемостью, находится проводник V_1, по которму протекает переменный ток с амплитудой I_1 и частотой f.

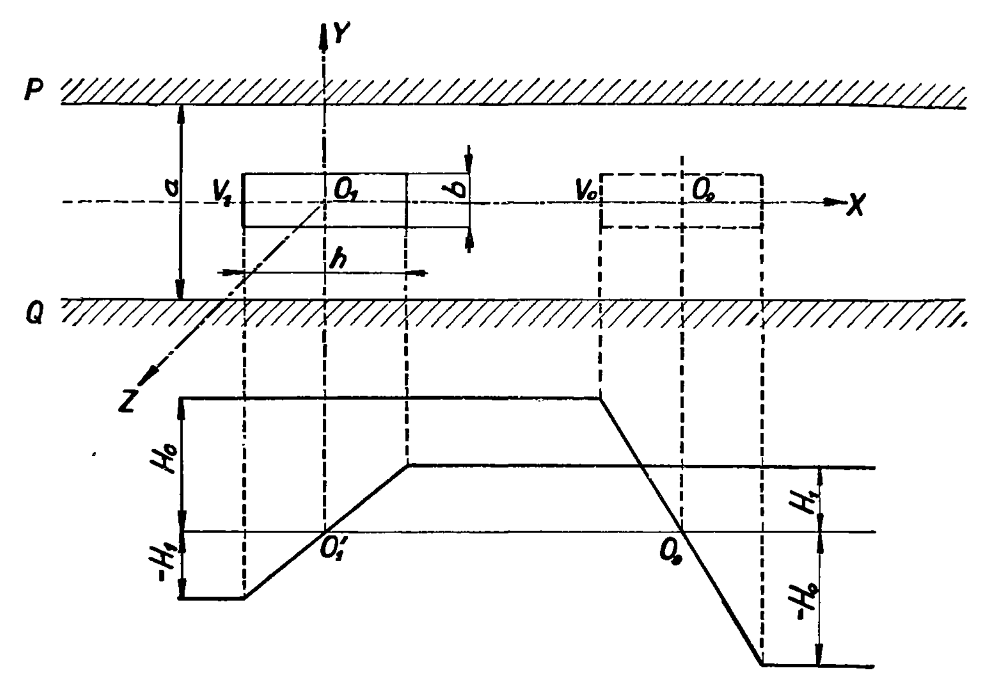


Рис. 24-13. Исследование добавочных потерь, созданных продольным полем в пазах.

Если между плоскостями P и Q имеется определенная разность магнитных потенциалов синусоидального вида с частотой f, то между этими плоскостями создается магнитное поле H_0, силовые линии которого перпендикулярны к обеим плоскостям. Если обозначить расстояние между плоскостями P и Q через a, то можно предполагать, что магнитное поле H_0 создается током с амплитудой I_0 идеального проводника V_0. Если нам известна величина этого поля, то можно определить ток

$$I_0 = \frac{2aH_0}{4\pi}. \tag{24-82}$$

Под влиянием амплитуд токов I_1 и I_0 в проводниках V_1 и V_2 в зазоре a создается магнитное поле, характеристика которого приведена на рис. 24-13.

Поместим в центр O_1 сечения проводника V_1 начало прямоугольной коорди-

натной системы X, Y, Z. Распределение плотности тока в проводнике V_1 определим из уравнений

$$\operatorname{rot} H = 4\pi\sigma\,, \quad \operatorname{rot} E = -\frac{\partial B}{\partial t}\,,$$

где σ плотность тока проводника V_1, $B = H$ — насыщение в рассматриваемой точке сечения. Эти уравнения можно представить в следующем развернутом виде

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = 4\pi\sigma_x\,, \quad \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -\frac{\partial B_x}{\partial t}\,,$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = 4\pi\sigma_y\,, \quad \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -\frac{\partial B_y}{\partial t}\,,$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = 4\pi\sigma_z\,, \quad \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\frac{\partial B_z}{\partial t}\,,$$

где будет

$$\begin{aligned} &H_x = 0\,, && H_y = H\,, && H = 0\,, \\ &\sigma_x = 0\,, && \sigma_y = 0\,, && \sigma_z = \sigma\,, \\ &E_x = 0\,, && E_y = 0\,, && E = \varrho\sigma\,, \end{aligned}$$

через ϱ обозначено удельное сопротивление меди, выраженное в электростатической системе единиц CGS. Если эти значения ввести в приведенные выше уравнения и помимо этого учесть, что проводник V толщиной b заполнит зазор a лишь частично, то из приведенных выше уравнений получим

$$\frac{4\pi b\sigma}{a} = \frac{\partial H}{\partial x}\,, \tag{24-83}$$

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \varrho\frac{\partial \sigma}{\partial x}\,. \tag{24-84}$$

Продифференцировав уравнение (24-83) по времени t, а уравнение (24-84) по x, получим дифференциальное уравнение с частными производными для вихревых токов

$$\frac{4\pi b}{a}\frac{\partial \sigma}{\partial t} = \varrho\frac{\partial^2 \sigma}{\partial x^2}\,. \tag{24-85}$$

Его интеграл будет

$$\sigma = (C\cosh\alpha x + D\sinh\alpha x)\underline{/\omega t}\,. \tag{24-86}$$

Введя его в уравнение (24-85) получим

$$\alpha = 2\pi\sqrt{\frac{2fb}{\varrho a}}\cdot\underline{/\frac{\pi}{4}}\,. \tag{24-87}$$

Остается лишь определить константы C и D в уравнении (24-86). Для левого края проводника V_1 имеем

$$x = -\frac{h}{2}, \quad H = \left(H_0 - \frac{4\pi I_1}{2a}\right)\underline{/\omega t},$$

а для правого

$$x = \frac{h}{2}, \quad H = \left(H_0 + \frac{4\pi I_1}{2a}\right)\underline{/\omega t}.$$

Если подставить эти значения в формулу (24-84), заменяя σ выражением (24-86), то для левого края проводника V_1 получим

$$\left(H_0 - \frac{4\pi I_1}{2a}\right)\mathrm{j}\omega = \varrho\alpha\left(-C\sinh\frac{\alpha h}{2} + D\cosh\frac{\alpha h}{2}\right),$$

а для правого

$$\left(H_0 + \frac{4\pi I_1}{2a}\right)\mathrm{j}\omega = \varrho\alpha\left(C\sinh\frac{\alpha h}{2} + D\cosh\frac{\alpha h}{2}\right).$$

Сумма этих уравнений дает

$$D = \left(H_0 : \cosh\frac{\alpha h}{2}\right)\frac{\mathrm{j}\omega}{\varrho\alpha}, \tag{24-88}$$

а разность

$$C = \left(H_1 : \sinh\frac{\alpha h}{2}\right)\frac{\mathrm{j}\omega}{\varrho\alpha}, \tag{24-89}$$

при условии, что

$$H_1 = \frac{4\pi I_1}{2a}.$$

Введя эти значения вместо констант C и D в уравнение (24-86), получим амплитуду плотности тока в виде

$$\bar{\sigma} = \frac{\mathrm{j}\omega}{\varrho\alpha}\left[\left(H_0\sinh\alpha x : \cosh\frac{\alpha h}{2}\right) + \left(H_1\cosh\alpha x : \sinh\frac{\alpha h}{2}\right)\right]. \tag{24-90}$$

В таком случае потери в проводнике V_1 определяются по интегралу

$$S = \frac{l_1 b}{2}\int_{-h/2}^{+h/2}\varrho|\bar{\sigma}|^2\,\mathrm{d}x, \tag{24-91}$$

где l_1 — часть проводника, расположенная между плоскостями P, O, b — толщина проводника и ϱ — удельное сопротивление.

Однако, для определения этих потерь можно поступать и так, что определим мощность на покрытие потерь, подводимую непосредственно к проводнику V_1

и мощность трансформированную от проводника V_0 на проводник V_1. Максимальная плотность тока в проводнике V_1 соответствует по рис. 24-13 точке $x = h/2$, и ее амплитуда согласно формуле (24-90) дается выражением

$$\bar{\sigma}_{\max} = \frac{j\omega}{\varrho\alpha}\left(H_0 \operatorname{tgh}\frac{\alpha h}{2} + H_1 \operatorname{cotgh}\frac{\alpha h}{2}\right).$$

Амплитуда полного падения напряжения в проводнике V_1 следует из

$$\Delta\bar{e}_1 = l_1 \varrho \bar{\sigma}_{\max} .$$

В результате подстановки с учетом уравнения (24-15) получим

$$\Delta\bar{e}_1 = R_c \left\{ M_{(\delta/2)} I_1 + N_{(\delta)} \frac{I_0}{4} \right\}, \tag{24-92}$$

причем

$$R_c = \frac{l_1 \varrho}{bh}, \quad M_{(\delta/2)} = \frac{\alpha h}{2} \operatorname{cotgh}\frac{\alpha h}{2}, \quad N_{(\delta)} = \alpha h \, 2 \frac{\alpha h}{2},$$

где R_c — сопротивление постоянному току. Величины $M_{(\delta/2)}$ и $N_{(\delta)}$ определим из диаграмм, приведенных на рис. 24-3 и 24-4. Притом $M_{(\delta/2)}$ соответствует половине высоты сечения проводника $h/2$, а $N_{(\delta)}$ — полной высоте h сечения.

Часть кажущейся мощности, подводимой непосредственно к проводнику V_1, согласно формуле (24-92) будет равна

$$S_1 = \tfrac{1}{2}\{{}^*\Delta\bar{e}_1 I_1\},$$

что после подстановки вместо $\Delta\bar{e}_1$ примет вид

$$S_1 = \frac{R_c}{2}\left\{ {}^*M_{(\delta/2)} |I_1|^2 + {}^*N_{(\delta)} \frac{{}^{\times}I_0}{4} I_1 \right\}. \tag{24-93}$$

Для определения подводимой мощности к проводнику V_1, трансформированной от проводника V_0, следует определить магнитный поток

$$\varphi = \int_{-h/2}^{+h/2} H \, dx, \tag{24-94}$$

причем принимаем, что

$$H = \frac{4\pi b}{a} \int_{-h/2}^{x} \bar{\sigma} \, dx + C_1 . \tag{24-95}$$

Константа C_1 следует из предельного условия в силу того, что на левой стороне проводника V_1, где согласно уравнению (24-13) $x = -h/2$, принимаем что

$$H = H_0 - H_1$$

и тогда

$$C_1 = H_0 - H_1 .$$

Введя эту константу в (24-95) и заменяя одновременно $\bar{\sigma}$ выражением (24-90) получим после соответствующего преобразования

$$H = \left(H_0 \cosh \alpha x : \cosh \frac{\alpha h}{2}\right) + \left(H_1 \sinh \alpha x : \sin \frac{\alpha h}{2}\right).$$

В результате подстановки в уравнение (24-94) получим

$$\varphi = \frac{H_0}{\alpha^2 h} N_{(\delta)}. \tag{24-96}$$

Учитывая симметричное распределение магнитного потока φ по обеим сторонам относительно проводника V_1 в зазоре a, очевидно, что

$$\Delta \bar{e}_0 = l_1 j\omega \frac{\varphi}{2}$$

и учитывая уравнение (24-96), получим

$$\Delta \bar{e}_0 = \frac{R_c}{4} N_{(\delta)} I_0. \tag{24-97}$$

Кажущаяся мощность проводника V_0, трансформированная на проводник V_1, дается произведением

$$S_2 = \tfrac{1}{2}\{{}^*\Delta e_0 I_0\},$$

или же

$$S_2 = \frac{R_c}{8}\{{}^*N_{(\delta)}|I_0|^2\} \tag{24-98}$$

и общие потери в проводнике V_1 будут

$$S = S_1 + S_2.$$

После подстановки из уравнений (24-93) и (24-98) получим кажущиеся потери в проводнике V_1:

$$S = \frac{R_c}{2}\left\{{}^*M_{(\delta/2)}|I_1|^2 + {}^*N_{(\delta)} \frac{{}^*I_0 I_1}{4} + {}^*N_{(\delta)}|I_0|^2\right\}. \tag{24-99}$$

Подлинные потери соответствуют действительной части этого уравнения. Введя вместо амплитуд токов I_1 и I_0 эффективные значения, потери будут иметь вид

$$P = R_c\left(M_{(\delta/2)r}|I_1|^2 + N_{(\delta)r} \frac{|I_0|\,|I_1|}{4} \cos \Theta + N_{(\delta)r} \frac{|I_0|^2}{4}\right), \tag{24-100}$$

а соответствующий коэффициент сопротивления — вид

$$K_r = M_{(\delta/2)r} + \frac{N_{(\delta)r}}{4}\left|\frac{I_0}{I_1}\right| \cos \Theta + \frac{N_{(\delta)r}}{4}\left|\frac{I_0}{I_1}\right|^2. \tag{24-101}$$

Реактивные потери даются мнимой частью выражения (24-99) и имеют вид

$$Q = R_c\left(M_{(\delta/2)_x}|I_1|^2 + N_{(\delta)_x}\frac{|I_0|\,|I_1|}{4}\sin\Theta + N_{(\delta)_x}\frac{|I_0|^2}{4}\right), \qquad (24\text{-}102)$$

а соответствующий коэффициент реактивного сопротивления — вид

$$K_x = M_{(\delta/2)_x} + \frac{N_{(\delta)_x}}{4}\left|\frac{I_0}{I_1}\right|\sin\Theta + \frac{N_{(\delta)_x}}{4}\left|\frac{I_0}{I_1}\right|^2. \qquad (24\text{-}103)$$

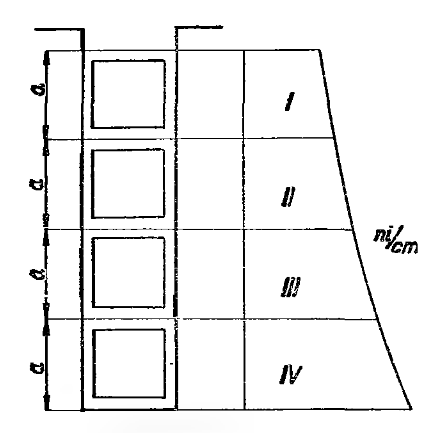


Рис. 24-14. Исследование добавочных потерь, вызванных перенасыщением зубцов.

Итак можно убедиться в том, что перенасыщение зубцов оказывает влияние также и на реактивное сопротивление рассеяния.

При пользовании таким методом для определения потерь в проводниках в пазу, вызванных перенасыщением зубцов, следует исходить из магнитного напряжения зубцов (рис. 24-14). Предположим, напр., что в пазу расположены четыре проводника; общая толщина каждого из них, включая изоляцию, равняется a. Покажем одновременно распределение ампер-витков на 1 см для зубца, характеризуемое кривой (ni)/см. Тогда ампер-витки $(NI)_k$, соответствующие определенной толщине a, задаются площадями I, II, III, IV. Помимо этого предположим, что силовые линии продольного поля в пазу параллельны стенкам пазов и эквипотенциальные линии параллельны дну. В таком случае деление a представляет воздушный зазор между плоскостями P и Q, как показано на рис. 24-13. Продольная индукция в пазу для отдельных проводников соответствует

$$H_{0_I} = \frac{0{,}4\pi(NI)_I}{a},$$

$$H_{0_{II}} = \frac{0{,}4\pi(NI)_{II}}{a},$$

и. т. д., причем ампер—витки $(NI)_I$, $(NI)_{II}$ и т. д. принадлежат отдельным делениям a. Применяя соотношение (24-82) увидим, что ток I_0, выраженный в амперах будет

$$I_0 = 2(NI)_k. \qquad (24\text{-}104)$$

Выразив одновременно также и ток I_1 в амперах, а сопротивление R_c — — в омах, окажется возможным рассчитать по уравнению (24-100) подлинные

потери в ваттах, а по уравнению (24-102) — реактивные потери в вольтамперах.

Следует заметить, что приведенный выше метод является приближенным, так как силовые линии, образовавшиеся в результате перенасыщения зубцов, не вполне параллельны стенкам пазов, однако, тем не менее, формулы (24-100) и (24-102) дают сравнительно точные результаты.

25. ДОБАВОЧНЫЕ ПОТЕРИ, ВЫЗВАННЫЕ РЕАКЦИЕЙ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ ОБМОТОК

Величина реакции лобовых частей обмоток зависит прежде всего от мощности машины на полюс, которая, напр. у современных турбоальтернаторов, превышает 100 000 ква. Реакция лобовых частей обмоток крупных машин

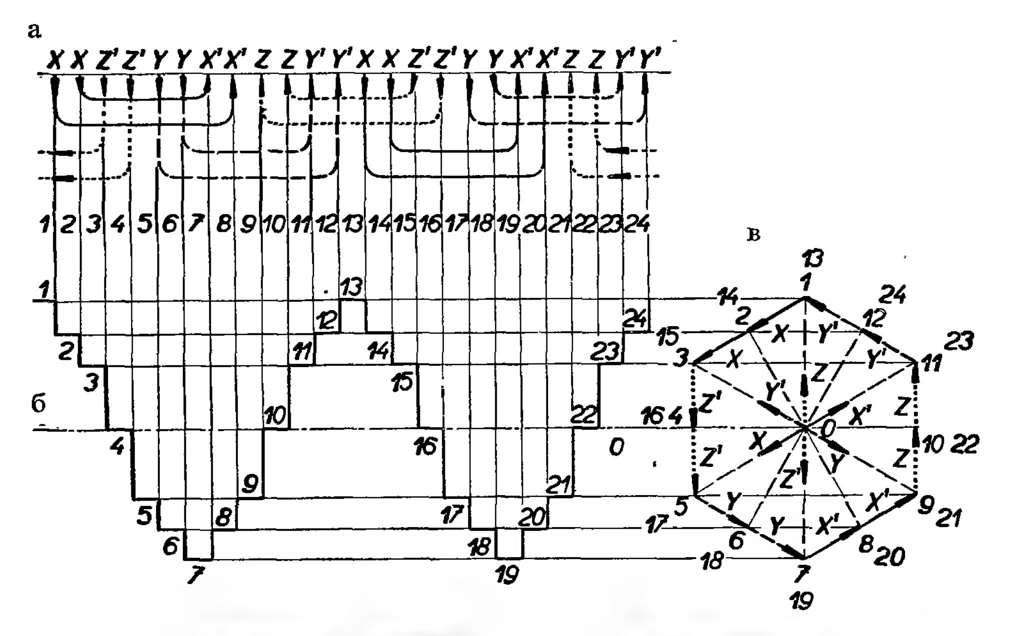


Рис. 25-1. Кривая магнитных напряжений в лобовых частях концентрической обмотки в случае уравновешенного магнитного напряжения на валу.

особенно неприятна потому, что ее влияние нелегко компенсируется, вследствие чего она вызывает в самой обмотке и в окружающих стальных частях значительные добавочные потери и нагрев машины. Рассмотрим теперь реакцию лобовых частей обмоток и соответствующие потери в отдельных типах обмоток.

а) ОБМОТКИ С КОНЦЕНТРИЧЕСКИМИ ЛОБОВЫМИ ЧАСТЯМИ

На величину добавочных потерь в лобовых пространствах концентрических обмоток существенное влияние оказывают как тип обмотки, так и положение лобовых частей в лобовом пространстве. Для трехфазных машин чаще всего применяются обмотки, приведенные на рис. 25-1, 25-3, 25-4.

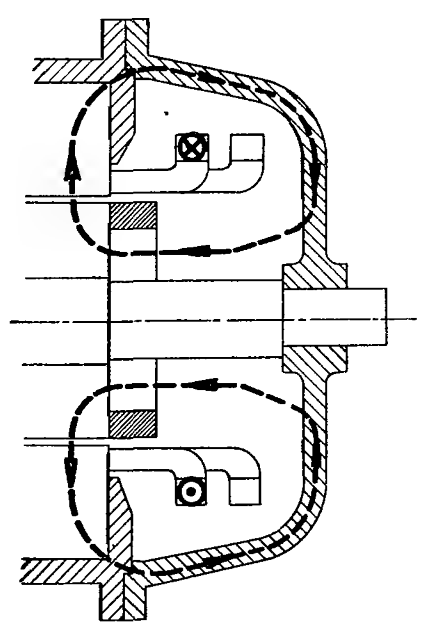


Рис. 25-2. Форма магнитных силовых линий вокруг лобовых частей катушек в случае уравновешенного магнитного напряжения на валу.

Часто применяются обмотки, приведенные на рис. 25-1, являющиеся по существу обмотками с числом катушек, равным числу пар полюсов, с лобовыми частями, расположенными в двух плоскостях. Схема такой обмотки, приведенная на рис. 25-1а, 25-1б, со ступенчатой кривой магнитного напряжения в лобовых частях обмотки; на рис. 25-1в приведена соответствующая векторная диаграмма. Эта диаграмма представляет собой правильный шестиугольник с центром O, из которого расходятся отдельные векторы, характеризующие магнитные напряжения по окружности машины. Эти напряжения равномерно распределены и уравновешены относительно оси машины и, вследствие этого,не создают добавочных магнитных потоков на валу машины. На рис. 25-2 приведена форма магнитных силовых линий вокруг лобовых частей катушек замыкающихся вне вала.

На рис. 25-3 приведена трехфазная обмотка с числом катушек, равным числу полюсов, с лобовыми частями, расположенными в трех плоскостях. На рис. 25-3а приведена схема лобовых частей, на рис. 25-3б — ступенчатая кривая магнитного напряжения по окружности машины, и, наконец, на рис. 25-3в — соответсрвующая векторная диаграмма. Эта диаграмма представляет собой правильный шестиугольник, симметричный относительно центра O, из которого расходятся векторы, соответствующие распределению магнитного напряжения лобовых частей по окружности машины. Вследствие его симметрии и здесь не создаются магнитные потоки рассеяния на валу.

Неблагоприятный случай приведен на рис. 25-4, на котором представлена обмотка с числом катушек, равным числу пар полюсов и с лобовыми частями в трех плоскостях. На рис. 25-4а приведена схема лобовых частей, на рис.

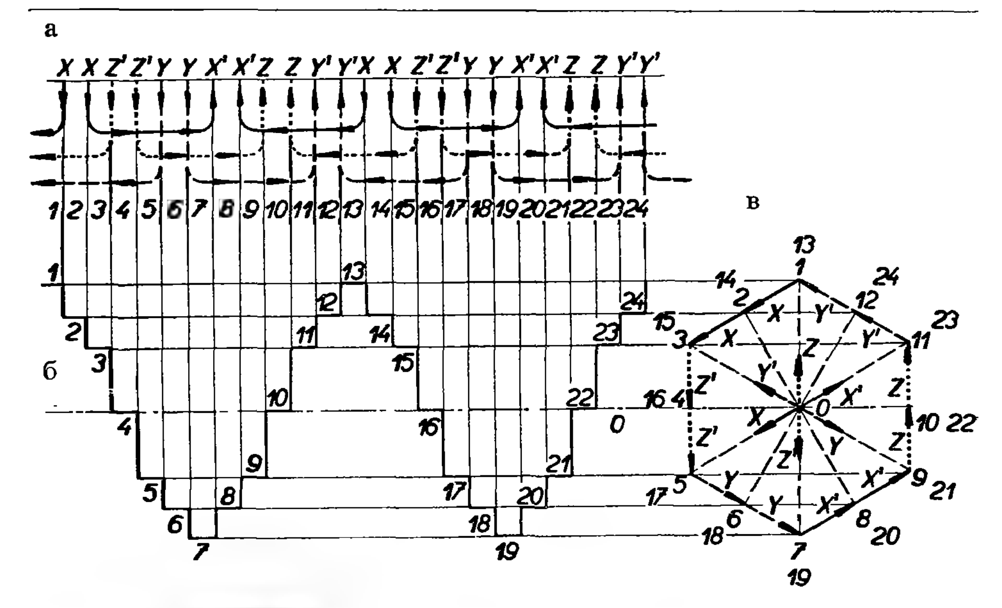


Рис. 25-3. Кривая магнитных напряжений в лобовых частях концентрической обмотки с числом катушек, равным числу полюсов, в случае уравновешенного магнитного напряжения на валу.

Рис. 25-4. Кривая магнитных напряжений в лобовых частях концентрической обмотки с числом катушек, равным числу пар полюсов, в случае неуравновешенного магнитного напряжения на валу.

25-4б — ступенчатая кривая магнитного напряжения и, наконец, на рис. 25-4в — соответствующая векторная диаграмма. Эта диаграмма и здесь представляет собой правильный шестиугольник, однако, векторы, соответствующие магнитным напряжениям по окружности якоря, исходят из точки *1*. Это вызывает весьма неравномерное распределение магнитных напряжений; их величина колеблется в пределах от нуля до максимума, данного диагональю векторной диаграммы. Хотя такая обмотка с практической точки зрения и обладает определенными преимуществами, в частности, что касается удобства сборки, тем не менее она невыгодна из-за значительных потерь в лобовых пространствах. Магнитные напряжения лобовых частей по оси машины не уравновешены, вследствие чего на валу создается большой магнитный поток рассеяния (рис. 25-5).

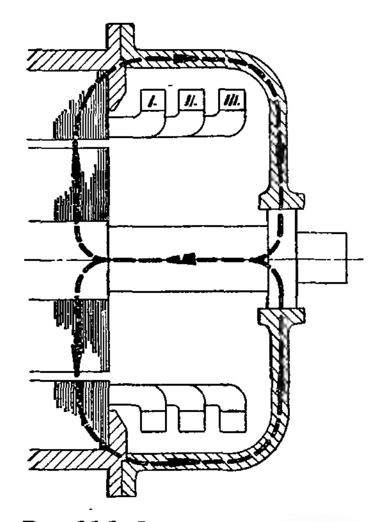


Рис. 25-5. Форма магнитных силовых линий вокруг лобовых частей катушек в случае неуравновешенного магнитного напряжения на валу.

α) Как было уже сказано, величина магнитного потока рассеяния в лобовых частях и соответствующие добавочные потери в значительной степени зависят от расположения лобовых частей обмотки в лобовом пространстве. Это влияние у концентрических обмоток можно приближенно исследовать методом зеркального отображения проводников. Предполагая, что стальные части, окружающие лобовые части обмоток, обладают бесконечно большой магнитной проницаемостью; подлинные стальные стенки (рис. 25-6) можно заменить идеальными плоскостями *A*, *B*, обладающими бесконечно большой магнитной проницаемостью. Этот метод применением при условии что угол α, образуемый плоскостями *A*, *B*, соответствует величине π/n, где n есть целое число.

Предположим, что между плоскостями *A*, *B* находится проводник *V*, параллельный линии их пересечения. Их влияние можно заменить системой проводников $V_1, V_2, \ldots, V_5$, являющихся зеркальными отображениями проводника *V*, расположенного между плоскостями *A*, *B*. Для случая бесконечно длинных проводника *V* и стенок *A*, *B*, величина магнитного поля любого проводника V_k, в центре проводника *V* выражается формулой

$$H_k = \frac{0{,}2I_k}{r_k}\sqrt{2}, \quad (k = 1 \div 5), \tag{25-1}$$

где I_k — эффективное значение тока. Величина магнитного поля H_k обратно пропорциональна расстоянию r_k между проводниками *V* и V_k. Поэтому для

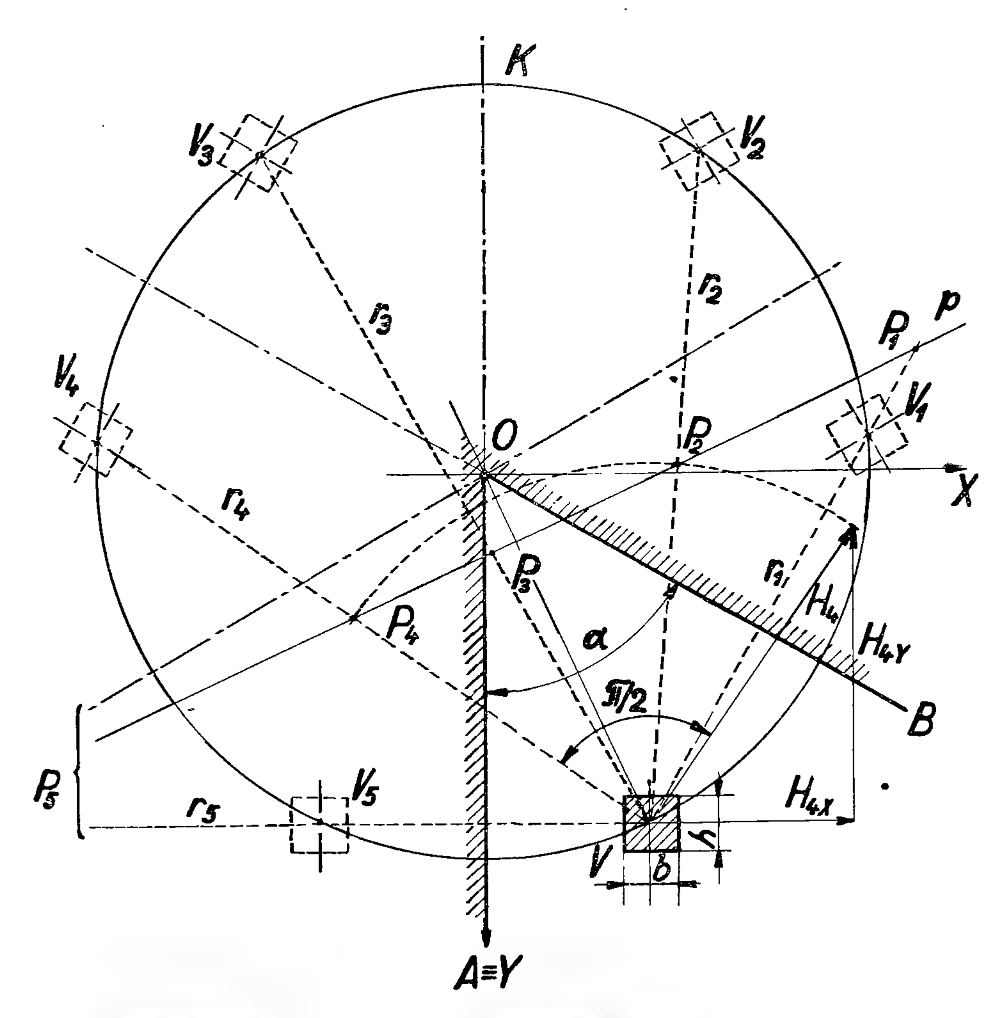


Рис. 25-6. Определение добавочных потерь при влиянии стенок с бесконечно большой магнитной проницаемостью.

определения величины полей отдельных проводников V_k можно пользоваться простым графическим методом, по которому к окружности K, на которой находятся отображения проводников $V_1, \ldots, V_5$ построим инверсионную прямую p, по отношению к полюсу V. Далее на этой прямой определим проекции $P_1, P_2, \ldots, P_5$ отображений проводников при помощи лучей $\overline{VV_k}$. Расстояния VP_k в определенном масштабе характеризуют абсолютные величины магнитных полей H_k в центре проводника V, причем векторы перпендикулярны лучам $\overline{VV_k}$. В качестве примера на рис. 25-6 приведен луч $\overline{VV_4}$, которому соответствует поле H_4. Если взять прямоугольную систему координат X, Y, начало которой лежит на вершине O угла α между стенками A, B, причем ось X перпендикулярна

плоскости A, а ось Y с ней совпадает, то окажется возможным разложить поле H_4 на составляющие H_{4x} и H_{4y}, которые параллельны граням проводника V прямоугольного сечения. Сложив все составляющие H_{kx} проводников $V_1, \ldots, V_5$, получим результирующее магнитное поле в направлении оси X в виде

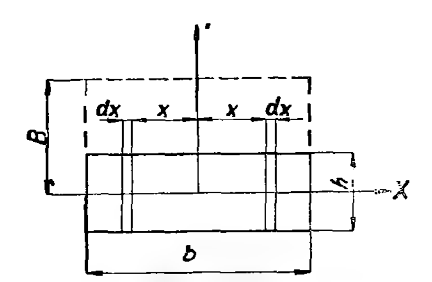


Рис. 25-7. Приближенное определение потерь, вызванных пульсацией магнитного потока в массивном проводнике.

$$H_x = B_x = \sum_{k=1}^{5} H_{k_x} \qquad (25\text{-}2)$$

и в направлении оси Y в виде

$$H_y = B_y = \sum_{k=1}^{5} H_{k_y}. \qquad (25\text{-}3)$$

Потери на 1 см длины проводника, вызванные стенками A, B с бесконечно большой магнитной проницаемостью, рассчитываются по формуле*)

$$p_1 = \frac{1}{6R}(\pi Bbf \,.\, 10^{-8})^2 \quad [\text{вт/см}], \qquad (25\text{-}4)$$

где R – сопротивление в Ω/см, B – магнитная индукция в единицах CGS, b – ширина сечения проводника на 1 см его длины перпендикулярно магнитному полю и f – частота.

*) Формула выводится исходя из предположения, что в направлении оси Y (рис. 25–7) пульсирует прямоугольное магнинное поле B с частотой f. Если магнитное сопротивление этого поля велико, а, следовательно, и магнитное напряжение возвуждающего поля B тоже велико, то влиянием вихревых токов в проводнике можно пренебречь, не допуская притом существенной ошибки. Поле B, проходящее через проводник, будет иметь прямоугольный вид. Нанесем симметрично относительно оси Y на расстоянии x два элементарных сечения $h\,\mathrm{d}x$, предполагая их принадлежность к идальному общему витку. На одном см. длины проводника через такой виток будет протекать магнитный поток $\Phi = 2xB$, индуктирующий в витке эффективную электродвижущую силу

$$e_x = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} 2xBf \,.\, 10^{-8} \quad [\text{в}]. \qquad (\text{a})$$

Последняя вызывает в проводнике плотность тока $\sigma = e_x/2\varrho$, где ϱ — удельное сопротивление в Ω см. Удельные потери будут равны $p = e_x^2/4\varrho$, а общие потери на 1 см длины проводника

$$p_1 = \frac{h}{2\varrho}\int_0^{b/2} e_x^2\,\mathrm{d}x \qquad (\text{b})$$

Подставляя соответствующее значение из формулы (a) получим, полагая $R = \varrho/bh$, следующее выражение

$$p_1 = \frac{1}{6R}(\pi Bbf \,.\, 10^{-8})^2 \quad [\text{вт/см}].$$

Потери, вызванные индукцией B_x в проводнике V, согласно уравнению (25-2) будут

$$p_{1_x} = \frac{1}{6R}(\pi B_x hf \,.\, 10^{-8})^2 \quad [\text{вт/см}],$$

где h — высота сечения проводника V. Аналогично, в результате индукции B_y согласно формуле (25-3) возникают дальнейшие потери

$$p_{1_y} = \frac{1}{6R}(\pi B_y bf \,.\, 10^{-8})^2 \quad [\text{вт/см}],$$

где через b обозначена ширина сечения того же проводника. Сумма приведенных потерь

$$p_1 = p_{1_x} + p_{1_y} = \frac{\pi^2 f^2}{6R}\left[(B_x h)^2 + (B_y b)^2\right] . 10^{-16} \quad [\text{вт/см}] \qquad (25\text{-}5)$$

выражает общие добавочные потери на 1 см длины проводника V, вызванные влиянием магнитной проницаемости стенок A, B. К потерям следует еще прибавить джоулевы потери в самом проводнике. Если же затем потери на 1 см длины проводчика умножить на длину лобовой части l_s, то получим приближенную величину потерь в лобовой части катушки.

Более сложная проблема возникает при наличии нескольких концентрических лобовых частей с токами различных фаз. Если обозначить эти лобовые части через V', V'', ..., $V^{(n)}$, и их эффективные токи через I', I'', ..., $I^{(n)}$, которые относительно вектора I' сдвинуты по фазе на углы φ_2, φ_3, ..., φ_n, то уравнение (25-2) следует дополнить

$$H_x = B_x = \sum_{k=2}^{6} H'_{k_x} + \underline{/\varphi_2} \sum_{k=1}^{6} H''_{k_x} + \ldots + \underline{/\varphi_n} \sum_{k=1}^{6} H^{(n)}_{k_x}, \qquad (25\text{-}2')$$

также и уравнение (25-3)

$$H_y = B_y = \sum_{k=2}^{6} H'_{k_y} + \underline{/\varphi_2} \sum_{k=1}^{6} H''_{k_y} + \ldots + \underline{/\varphi_n} \sum_{k=1}^{6} H^{(n)}_{k_y}, \qquad (25\text{-}3')$$

причем магнитные поля $H^{(n)}_{k_x}$ или $H^{(n)}_{k_y}$ создаются от лобовой части $V^{(n)}$, а H_x, H_y или B_x, B_y — результирующие магнитные поля в направлении осей X, Y внутри проводника V^1. Геометрическое суммирование по уравнениям (25-2′) или (25-3′) выполним графическим путем и получим максимальные значения индукций B_x и B_y, для которых по уравнению (25-5) рассчитываем соответствующие потери на 1 см длины лобовой части, а также и общии потери.

Следует заметить, что подлинные потери в проводнике будут несколько меньше, чем по уравнению (25-5), так как мы пренебрегли магнитным сопротивлением стальных частей и не учли образующиеся в них вихревые токи. С дру-

гой же стороны, в стальных частях возникают дальнейшие добавочные потери, величину которых трудно определить. Поэтому удовлетворимся эмпирической формулой Валкера[98]

$$P_p = \left(\frac{A}{B}0{,}0044D^{2,1} + 0{,}84D^{0,45}\right)f^{1,4}F^2 \cdot 10^{-8}, \quad [\text{вт}]$$

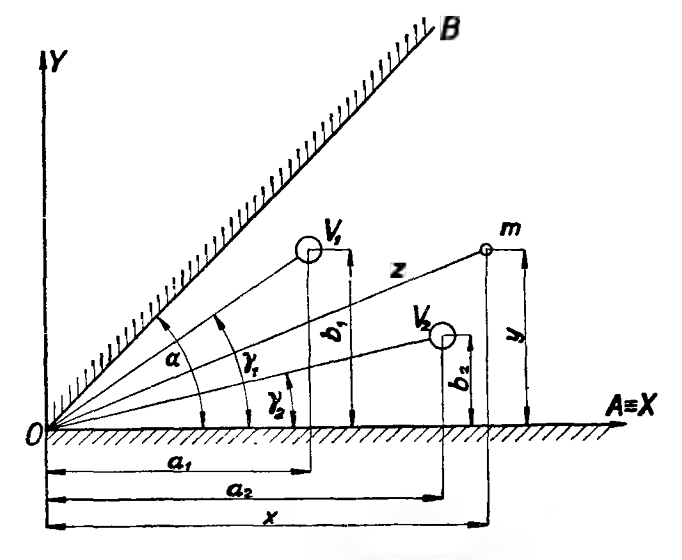


Рис. 25-8. Исследование добавочных потерь при влиянии стенок с бесконечно большой магнитной проницаемостью при обычном угле α между стенками.

где через P_p обозначены добавочные потери в одной нажимной шайбе D — средний диаметр нажимной шайбы в см, A — радиальная высота сечения нажимной шайбы в см, B — среднее расстояние лобовых частей от нажимной шайбы в см, f — частота, F — эффективные ампер—витки группы лобовых частей одной фазы. Формула справедлива для трехфазных концентрических трехплоскостных обмоток.

β) Потери в лобовых частях концентрической обмотки можно рассчитать при любом значении угла α. Решение такой задачи можно произвести на основании работы Кучеры[49d], согласно которой магнитное поле в любой точке определяется по формуле

$$w = \Phi + j\psi = 0{,}2\sum_{k=1}^{n} I_k I_n \{[(z^{(\pi/\alpha)} - a'_k)^2 + b'^2_k] : |c'_k|^2\} \quad [\text{сдс}] \qquad (25\text{-}6)$$

где Φ — магнитный поток, ψ — магнитный потенциал и n — число проводников в лобовом пространстве. Если положение k-ого проводника V_k в пря-

моугольной координатной системе (рис. 25-8) определяется координатами a_k, b_k, то в уравнении (25-6) будет

$$a'_k = |c_k|^{\pi/\alpha} \cos\left(\frac{\pi}{\alpha}\gamma_k\right), \quad b'_k = |c_k|^{\pi/\alpha} \sin\left(\frac{\pi}{\alpha}\gamma_k\right), \quad c'_k = |c_k|^{\pi/\alpha},$$

причем

$$c_k = a_k + \mathrm{j}b_k, \quad \gamma_k = \operatorname{arctg}\frac{b_k}{a_k}.$$

Тогда из уравнения (25-6) можно вычислить составляющие магнитной индукции B_x, B_y в любой точке m с координатами $z = x + \mathrm{j}y$:

$$B_x = \left\{\frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}z}\right\}_i = \left\{\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}z} + \mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}z}\right\}_i =$$

$$= 0{,}4\frac{\pi}{\alpha}\left\{\sum_{k=1}^{n} I_k[(z^{\pi/\alpha} - a'_k)\, z^{(\pi-\alpha)/\alpha} : ((z^{\pi/\alpha} - a'_k)^2_2 + b'^2_k)]\right\}_i, \tag{25-7}$$

$$B_y = \left\{\frac{\mathrm{d}w}{\mathrm{d}z}\right\}_r = \left\{\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}z} + \mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\psi}{\mathrm{d}z}\right\}_r =$$

$$= 0{,}4\frac{\pi}{\alpha}\left\{\sum_{k=1}^{n} I_k[(z^{\pi/\alpha} - a'_k)\, z^{(\pi-\alpha)/\alpha} : ((z^{\pi/\alpha} - a'_k)^2 + b'^2_k)]\right\}_r. \tag{25-8}$$

После преобразования получим

$$B_x = \frac{1{,}2566}{\alpha}\left\{\sum_{k=1}^{n} I_k[(z^{\pi/\alpha} - a'_k)\, z^{(\pi-\alpha)/\alpha} : ((z^{\pi/\alpha} - a'_k)^2 + b'^2_k)]\right\}_i, \tag{25-7'}$$

$$B_y = \frac{1{,}2566}{\alpha}\left\{\sum_{k=1}^{n} I_k[(z^{\pi/\alpha} - a'_k)\, z^{(\pi-\alpha)/\alpha} : ((z^{\pi/\alpha} - a'_k)^2 + b'^2_k)]\right\}_r. \tag{25-8'}$$

Токи I_k выражены в амперах. Как видно, составляющая магнитной индукции B_x выражается мнимой частью (индекс i), а составляющая B_y — действительной частью (индекс r).

Если токи I_k имеют различные фазы, то выражения в скобках нужно геометрически складывать. На основании известных функций B_x и B_y из уравнений (25-5) можно вычислить добавочные потери в проводнике на см. длины, вызванные стенками A, B с бесконечно большой магнитной проницаемостью. Если же величину этих потерь и здесь умножить на длину лобовой части, то получим приближенные общие потери в лобовой части катушки. К полученному значению следует еще прибавить величину собственных джоулевых потерь. Рассчитанные потери согласно сказанному выше и в этом случае будет несколько больше подлинных.

б) РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ ОБМОТКИ

α) Реакция лобовых частей обмоток

Для современных машин целесообразнее применять распределенные обмотки, лобовые части которых расположены на цилиндрической или конической поверхностях. Преимущество таких обмоток заключается в их полной симметрии и в том, что токи в лобовых частях не концентрируются в малом пространстве, как это имеет место у концентрических обмоток. Вследствие этого такие обмотки имеют меньшее магнитное рассеяние в лобовых частях и более низкие добавочные потери, а также и меньшие силы короткого замыкания. Лобовые части цилиндрических обмоток обычно слегка наклонены относительно оси машины под углом примерно 10-15°. У конических обмоток этот угол достигает иногда 45°. На рис. 25-9 приведена схема конических лобовых частей турбоальтернатора. Бандажи ротора B обычно выполняются из антимагнитной стали с целью уменьшения добавочных потерь в лобовых пространствах. Тем не менее, для упрощения расчета будем предполагать, что бандажи B обладают магнитной проницаемостью, так что их поверхности образуют эквипотенциальные поверхности магнитного поля. Что касается вида силовых линий δ, то будем предполагать, что они по своей форме приближаются к дуге окружности; для вычерчивания силовых линий при более сложной форме лобового пространства можно пользоваться известным методом Леманна.

Главное влияние на образование добавочных потерь оказывает тангенциальная составляющая реакции лобовых частей. Наряду с этим создаются еще дальнейшие потери, вызванные аксиальной составляющей, которая бывает существенно меньше. Ее можно учитывать путем соответствующего повышения тангенциальных потерь. В дальнейшем изложении будем рассматривать основную гармонику, которой соответствует эффективная линейная нагрузка

$$A_1 = \frac{mN\kappa_r I}{\tau_p p}$$

где m — число фаз, N — число витков в фазе, κ_r — коэффициент распределения основной гармоники, I — эффективный ток фазы, τ_p — полюсное деление и p — число пар полюсов.

Рассмотрим аксиальную составляющую реакции лобовых частей (рис. 25-10) в предположении, что катушка C расположена в плоскости. Начало O прямоугольной координатной системы X, Y поместим в изгибе лобовой части, причем ось X имеет аксиальное направление, а ось Y — тангенциальное. Пусть через катушку C проходит ток I_1. На расстоянии x от оси y проведем две бесконечно близкие параллельные прямые, отсекающие на лобовой части элементы ds

и ds'. Ток, проходящий через эти элементы, разложим на две составляющие. В элементе ds образуются составляющие

$$I_{1_x} = -I_1 \sin\alpha\,, \quad I_{1_y} = I_1 \cos\alpha$$

и аналогично в элементе ds' — составляющие

$$I'_{1_x} = I_1 \sin\alpha\,, \quad I'_{1_y} = I_1 \cos\alpha$$

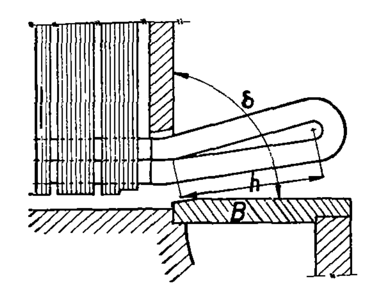


Рис. 25-9. Устройство лобовой части обмотки турбоальтернатора.

Рис. 25-10. Определение аксиальной составляющей реакции лобовых частей обмотки.

в предположении, что вылеты лобовых частей составляют с осью y тот же угол α. Рассмотрим составляющие I_{1_x} и I'_{1_x}. Как видно из рис. 25-10 элементы лобовых частей ds и ds' смещены друг относительно друга по окружности на шаг y_x. Если вылет лобовых частей обозначить через h и шаг в активной части машины через y_1, то получим $y_x = y_1(x/h)$; в результате изменения шага будет изменяться также и обмоточный коэффициент.

Тогда обмоточный коэффициент элементов ds и ds' будет

$$\kappa_{r_x} = \kappa_r \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{y_x}{\tau_p}\right).$$

Если y_x заменить соответствующим выражением, то получим

$$\kappa_{r_x} = \kappa_r \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{y_1}{\tau_p}\frac{x}{h}\right). \qquad (25\text{-}9)$$

Далее, если взять известную формулу для магнитного напряжения обмотки переменного тока

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mN\kappa I\,,$$

принимая вместо величины κ выражение (25-9) и вместо величины I — выраже-

ние $I \sin \alpha$, то получим аксиальную составляющую реакции лобовых частей на расстоянии x от оси Y

$$F_{a_x} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mN\kappa_r \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{y_1}{\tau_p}\frac{x}{h}\right) I \sin \alpha\,, \tag{25-10}$$

где I — ток проводника. Итак величина магнитного напряжения зависит от величины угла α. По мере уменьшения угла α, будет уменьшаться и аксиальная составляющая. Магнитное напряжение зависит также от расстояния x. В том месте, где $x = 0$, т. е. в изгибе лобовых частей, величина $F_{a_0} = 0$, однако, в точке M, при $x = h$, эта величина достигает своего максимума:

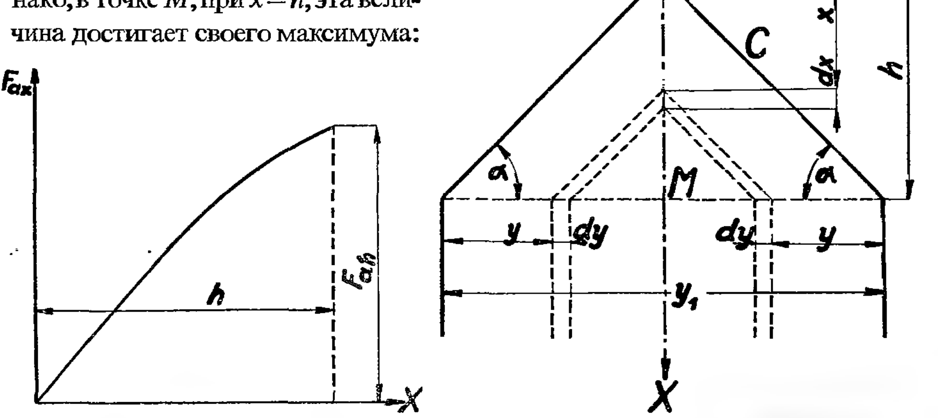


Рис. 25-11. Кривая аксиальной составляющей реакции лобовых частей в зависимости от величины вылета.

Рис. 25-12. Исследование тангенциальной составляющей реакции лобовых частей обмотки.

$$F_{a_h} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} mN\kappa_r \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{y_1}{\tau_p}\right) I \sin \alpha\,. \tag{25-10'}$$

Кривая изменений аксиальной составляющей, имеющая вид синусоиды, приведена на рис. 25-11 в зависимости от x. Вектор времени составляющей реакции F_{a_x} является синфазным с током I; ее амплитуда проходит через ось X в тот момент времени, когда катушечный ток достигает максимума.

Изменения тангенциальной составляющей показаны на рис. 25-12. При ее анализе предположим и здесь, что катушка расположена в плоскости. Начало координатной системы X, Y и здесь поместим в изгибе лобовой части O. Пусть вектор времени тока катушки вращается с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$. Ему соответствует линейная нагрузка A_1 для основной гармоники, как было уже сказано выше. В данный момент времени по катушке C двухслойной обмотки будет протекать мгновенный ток

$$\frac{A_1}{2}\sqrt{2}\,\tau_d \cos(\omega t)\,,$$

где через τ_d — обозначено пазовое деление, а через t — время. Выберем два элемента катушки C_1 симметричных относительно оси X и шириной $\mathrm{d}y$, смещенных на шаг $\pm y$ относительно сторон рассматриваемой катушки. В момент t времени соответствующие элементы тока в одном слое обмотки будут

$$\frac{A_1}{2}\sqrt{2}\,\mathrm{d}y\cos\left(\omega t+\frac{y}{\tau_p}\pi\right),$$

или

$$\frac{A_1}{2}\sqrt{2}\,\mathrm{d}y\cos\left(\omega t-\frac{y}{\tau_p}\pi\right).$$

Тогда через сечение $\mathrm{d}x$ на оси X будет проходить результирующий поток

$$\frac{A_1}{2}\sqrt{2}\,\mathrm{d}y\left[\cos\left(\omega t+\frac{y}{\tau_p}\pi\right)+\cos\left(\omega t-\frac{y}{\tau_p}\pi\right)\right]$$

и после преобразования получим

$$A_1\sqrt{2}\,\mathrm{d}y\cos\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right)\cos(\omega t).$$

Так как $\mathrm{d}y=\mathrm{d}x\operatorname{cotg}\alpha$, то мгновенная линейная нагрузка на расстоянии X от оси Y будет

$$a_t=A_1\sqrt{2}\operatorname{cotg}\alpha\cos\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right)\cos(\omega t), \tag{25-11}$$

а ей соответствует эффективное значение

$$A_t=A_1\operatorname{cotg}\alpha\cos\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right). \tag{25-11'}$$

Из формулы (25-11) следует, что вектор времени мгновенной тангенциальной плотности тока—синфазный с током I_1 катушки C. Далее установим, что величина тангенциальной плотности тока убывает по мере возрастания величины угла α. Величина A_t в зависимости от переменной y достигает своего максимума при $y=0$ и затем убывает, достигая своего минимума в точке M, где $y=y_1/2$. Ее распределение и здесь синусоидальное, как видно из рис. 25-13. Магнитное напряжение, вызванное тангенциальной составляющей на расстоянии x от оси Y, дается интегралом

$$F_{t_x}=\int_0^x a_t\,\mathrm{d}t.$$

Подставим значение (25-11) вместо a_t и после интегрирования получим

$$F_{t_x}=A_1\sqrt{2}\frac{\tau_p}{\pi}\sin\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right)\cos(\omega t). \tag{25-12}$$

Его амплитуда будет

$$F_{tx_m} = A_1 \sqrt{2}\frac{\tau_p}{\pi}\sin\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right). \qquad (25\text{-}12')$$

Если взять $x = h$, $y = y_1/2$, то получим

$$F_{th_m} = A_1 \sqrt{2}\frac{\tau_p}{\pi}\sin\left(\frac{y_1}{\tau_p}\frac{\pi}{2}\right). \qquad (25\text{-}13)$$

Положим

$$A_1 = \frac{mN_1\kappa_r I}{\tau_p},$$

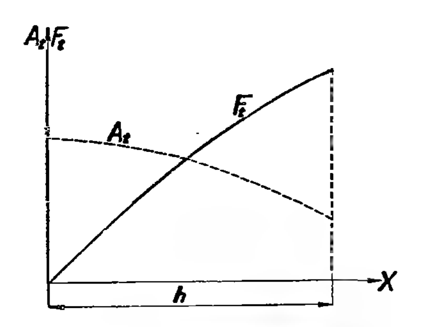


Рис. 25-13. Кривая тангенциальной составляющей реакции лобовых частей в зависимости от величины вылета.

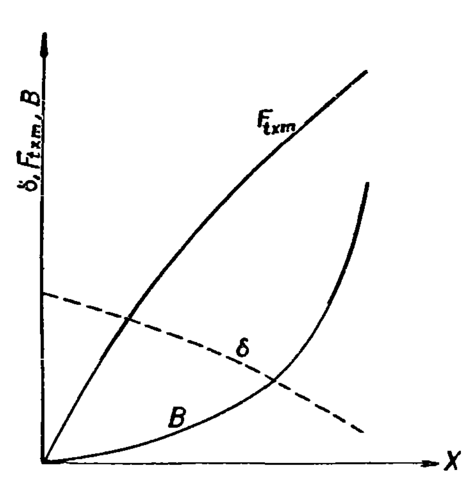


Рис. 25-14. Определение магнитной индукции в лобовых частях обмотки в зависимости от величины вылета.

так что амплитуда магнитного напряжения тангенциальной составляющей реакции лобовых частей у воздушного зазора будет

$$F_{th_m} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} mN_1\kappa_r I \sin\left(\frac{y_1}{\tau_p}\frac{\pi}{2}\right), \qquad (25\text{-}13')$$

где $N_1 = N/p$. Подставим вместо

$$\kappa_r \sin\left(\frac{y_1}{\tau_p}\frac{\pi}{2}\right) = \kappa,$$

т. е. обмоточный коэффициент и получим для максимального магнитного напряжения реакции лобовых частей выражение

$$F_{th_m} = 0{,}45 mN_1\kappa I, \qquad (25\text{-}13'')$$

соответствующее магнитному напряжению на один полюс рассматриваемой обмотки. Это магнитное напряжение распределяется синусоидально, как видно

из рис. 25-13. Оно достигает максимума в точке M вблизи от воздушного зазора (рис. 25-12). Влияние реакции лобовых частей неблагоприятно и зависит от их расположения в лобовом пространстве.

β) Потери в лобовых частях цилиндрического и конического видов

Потери в лобовых частях цилиндрического и конического видов зависят в основном от тангенциальной реакции. Для расчета потерь воспользуемся ранее выведенной формулой (25-4)

$$p_1 = \frac{1}{6R}(\pi B b f \cdot 10^{-8})^2 \quad [\text{вт/см}].$$

Известное затруднение вызывает определение магнитной индукции B в этой формуле. Приближенное решение может быть графически выполнено так, что сначала по рис. 25-9 при помощи некоторого известного метода, например метода Леманна, исследуется изменение воздушного зазора δ; занесем на рис. 25-14 одновременно и изменения тангенциальной реакции лобовых частей F_{tx_m} по формуле (25-12), как функции x от изгиба лобовой части O; затем для отдельных отрезков x определяются соответствующие функции B

$$B = \frac{0{,}4\pi}{\delta} F_{tx_m},$$

что после подстановки из уравнения (25-12′) и выражения для A дает

$$B = \frac{0{,}4\sqrt{2}\, m N_1 \kappa_r I \sin\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right)}{\delta}. \qquad (25\text{-}14)$$

Тогда по рис. 25-14 можно графически определить эффективное значение по формуле

$$B_e = \sqrt{\left(\frac{1}{h}\int_0^h B^2\,\mathrm{d}x\right)}. \qquad (25\text{-}15)$$

Подставив значение индукции B_e в формулу (25-4), можно будет приближенно определить потери p_1, вызванные лобовым магнитным рассеянием на 1 см длины лобовой части. Умножив полученное значение на длину лобовой части l_s получим выражение для потерь в лобовых частях в виде

$$P = l_s p_1.$$

Эти потери следуют еще увеличить на добавочные потери, вызванные внутренним магнитным рассеянием в проводнике. Расчет таких потерь приведен в дальнейшем параграфе.

γ) Потери в эвольвентных лобовых частях

Существенно легче определяются лобовые потери в эвольвентных обмотках. На рис. 25-15 приведена схема эвольвентных лобовых частей, расположенных в двух плоскостях. Такие лобовые части оказывают лишь незначительное влияние друг на друга, ибо, как известно, взаимоиндукция равняется

$$M_{1_2} = \iint \frac{dl_1\, dl_2}{r} \cos \varepsilon .$$

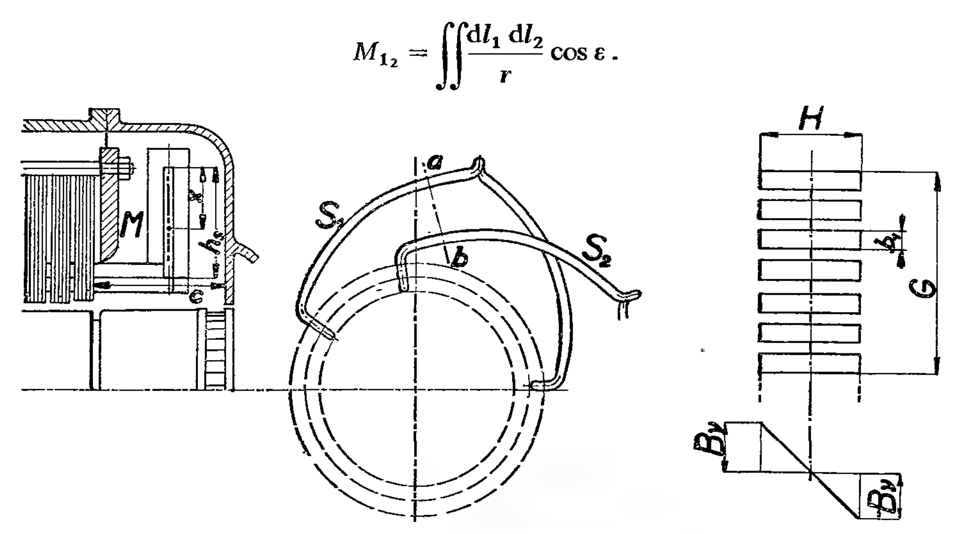


Рис. 25-15. Исследование добавочных потерь в эвольвентных лобовых частях обмотки.

Рис. 25-16. Распределение магнитной индукции внутри лобовой полюсно-фазной группы.

Так как угол ε между элементами лобовых частей обеих плоскостей — значительный, и по своей величине приближается к прямому, то $\cos \varepsilon = 0$, и, следовательно, $M_{i_2} \doteq 0$. Если S_1 и S_2 будут крайними лобовыми частями полюсно-фазной группы (рис. 25-15) и если провести к ним перпендикулярный разрез $a - b$, то получим сечение лобовой полюсно-фазной группы (рис. 25-16). Если пренебречь взаимным влиянием фаз, то можно приближенно предполагать, что внутри группы лобовых частей образуется прямолинейно распределенный магнитный поток согласно рис. 25-16. Если рассматривать лишь половину сечения, то обнаружим, что распределение магнитного поля здесь подобно тому, как и в пазах якоря.

Обозначим внешние размеры сечения полюсно-фазной группы через G, H и предположим, что толщина отдельных проводников будет b_1, тогда общая толщина проводников будет $b = b_1 q_s$, где q_s — число лобовых частей катушек в полюсно-фазной группе. Коэффициент сопротивления определяется в предположении, что в пазу шириной G укладывается проводник высотой H и толщиной b. Соответствующий коэффициент сопротивления находится по формуле

(24-101), принимая $I_0 = 0$. Из него вычисляются потери, вызванная влиянием поперечного поля.

Добавочные потери, вызванные реакцией лобовых частей, в значительной степени зависят от магнитного сопротивления окружающих щитов. По мере уменьшения магнитного сопротивления возможность создания соответствующих потерь увеличивается. Как было показано в уравнении (25-12′) возрастание тангенциальной реакции по направлению к воздушному зазору осуществляется синусоидально и пропорционально функции $\sin[(y/\tau_p)\pi]$. Здесь $y = x \operatorname{cotg} \alpha$; длина же x (рис. 25-15) выражает расстояние рассматриваемой точки M от изгиба лобовых частей. Реакция в точке M следует из уравнения (25-12), куда вместо A_1 подставляется соответствующее выражение

$$F_{tx_m} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m N_1 \kappa_r I \sin\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right),$$

или

$$F_{tx_m} = F_{t_0} \sin\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right)$$

если положить

$$F_{t_0} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m N_1 \kappa_r I .$$

Если пренебречь магнитным сопротивлением щита обмотки и нажимной шайбы статора, то магнитная индукция в точке M будет

$$B = \frac{0{,}4\pi}{c} F_{tx_m},$$

где c — длина силовых линий в воздухе, которая согласно рис. 25-15 — постоянна. Если подставить вместо F_{tx_m} соответствующее значение, то получим

$$B = \frac{0{,}4\pi}{c} F_{t_0} \sin\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right). \tag{25-16}$$

Для расчета потерь и здесь воспользуемся приближенной формулой (25-4)

$$p_1 = \frac{1}{6R}(\pi B b f \cdot 10^{-8})^2 \quad [\text{вт/см}].$$

Подставив вместо B его значение по формуле (25-16), получим в точке M согласно рис. 25-15 потери в виде следующего выражения

$$p_{1x} = \frac{1}{6R}(\pi b_1 f \cdot 10^{-8})^2 \frac{0{,}16\pi^2}{c^2} F_{t_0}^2 \sin^2\left(\frac{y}{\tau_p}\pi\right).$$

Для радиального вылета лобовых частей h средняя потеря на 1 см длины проводника будет

$$p_{1_s} = \frac{1}{h}\int_0^h p_{1_x}\,\mathrm{d}x\,.$$

Подставив вместо p_{1_x} приведенное выше выражение, получим после интегрирования выражение для линейных потерь в виде

$$p_{1_s} = \frac{1{,}3}{R}\frac{b_1^2}{c^2}f^2F_{t_0}^2\left\{1 - \left[\sin\left(\frac{y_1}{\tau_p}\pi\right) : \frac{y_1}{\tau_p}\pi\right]\right\} \quad [\text{вт/см}]\,. \qquad (25\text{-}17)$$

Если полученное выражение умножить на длину лобовой части, то получим приближенную величину потерь в лобовой части одной катушки. В действительности же эти потери и здесь несколько ниже, так как магнитным сопротивлением щитов обмоток пренебрегается. Магнитное сопротивление щитов в турбоальтернаторах бывает значительно велико, так как щиты крупных машин выполняются часто из антимагнитных материалов. Наибольшие потери создаются вблизи от воздушного зазора в тех случаях, когда проводники спаиваются с лобовыми соединениями. Поэтому рекомендуется располагать эти места пайки на большом удалении от воздушного зазора и оставлять их открытыми, а для бандажей ротора, во избежание расплавления хомутиков, применять антимагнитный материал.

б) Экономичное оформление лобовых частей распределенных обмоток

На величину омических потерь обмотки значительное влияние оказывает также и расположение ее лобовых частей. Расстояние между катушками в лобовых частях обмотки зависит от взаимного напряжения и охлаждения. В наших рассуждениях будем исходить из определенного минимального расстояния, с учетом приведенных выше обстоятельств.

Эвольвентные лобовые соединения катушек в плоскости перпендикулярной к оси машины

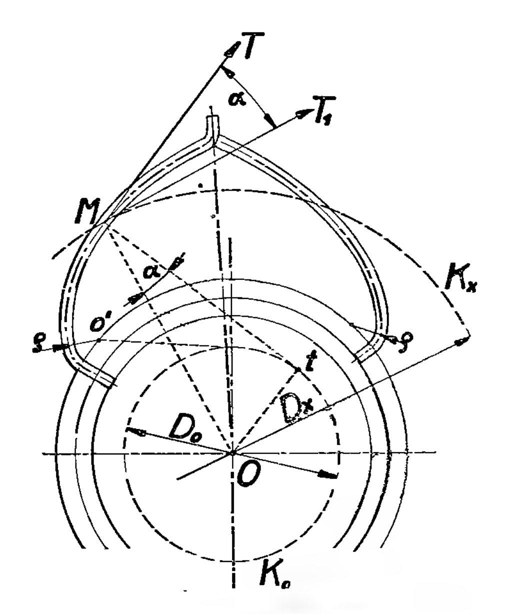
Сравнительно наиболее простое решение для целесообразного расположения лобовых частей получается у эвольвентных обмоток, где лобовые соединения расположены в плоскости, перпендикулярной к оси машины (рис. 25-17). Обозначим толщину катушек в лобовых частях обмотки через b и зазор между катушками через δ. Нанесем на средней линии лобовой части катушки произвольную точку M и проведем через нее касательную T к эвольвенте. Опишем вокруг точки M окружность K_x диаметром D_τ, с центром O и проведем к ней

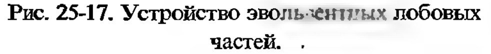
вторую касательную T_1 также через точку M. Обе касательные образуют угол α, величина которого дается отношением

$$\sin\alpha = \frac{N_d(b+\delta)}{\pi D_x},$$

где N_d — число пазов якоря. Если к касательным T и T_1 построить нормали, то легко найдем, что

$$D_x \sin\alpha = \frac{N_d(b+\delta)}{\pi} = D_0\,, \qquad (25\text{-}18)$$




Рис. 25-17. Устройство эвольвентных лобовых частей.

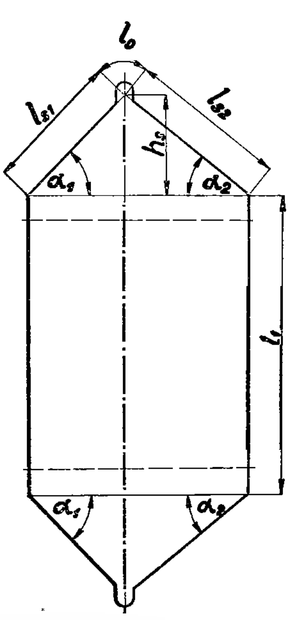


Рис. 25-18. Катушка с неодинаковыми наклонами вылетов лобовых частей при оптимальной длине витка.

где D_0 — диаметр эволютной окружности K_0, имеющей важное значение для удобного исследования вида лобовых частей. При их вычерчивании поступаем так, что сначала построим закругленный переход с радиусом ϱ из ровной части катушки в эвольвентное соединение. Обозначим центр этого закругления через $б'$. Далее найдем эволютную окружность K_0 с диаметром D_0 по формуле (25-18); из точки b', проведем касательную к этой окружности. Точка касания t является мгновенным центром кривизны эвольвенты в точке M. Дальнейший процесс построения очевиден, так как мгновенные центры кривизны лежат на окружности K_0. Аналогично построим и другой вылет лобовой части; в точке пересечения обеих эвольвент будет находиться лобовой изгиб, соединяющий оба вылета лобовой части.

Лобовые соединения в виде цилиндрической поверхности

Обозначим толщину лобовой части катушки и здесь через b и зазор между катушками через δ. Для экономии меди, ограничения вылета лобовых частей и уменьшения потерь в меди вылеты лобовых частей катушек выполняются согласно рис. 25-18, с наклонами, соответствующими углам α_1 и α_2. Помимо этого вводятся следующие обозначения: угол среднего наклона — α_s внутренний диаметр нижнего слоя по рис. 25-19 — D_1, внутренний диаметр верхнего слоя — D_2 и средний диаметр $D_s = (D_1 + D_2)/2$. Предположим, что якорь имеет N_d пазов и наклоны вылетов лобовых частей даются углами

$$\sin\alpha_1 = \frac{N_d(b+\delta)}{\pi D_1}, \quad \sin\alpha_s = \frac{N_d(b+\delta)}{\pi D_s}, \quad \sin\alpha_2 = \frac{N_d(b+\delta)}{\pi D_2}.$$

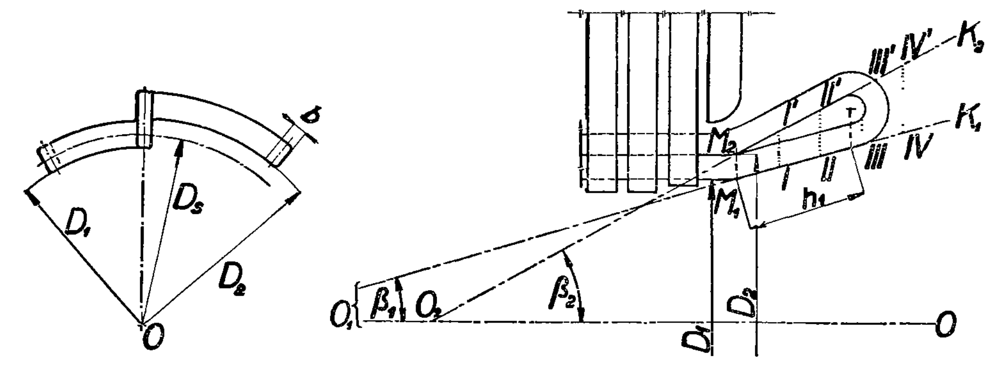


Рис. 25-19. Определение диаметров несимметричных лобовых частей.

Рис. 25-20. Определение формы конических лобовых частей обмотки.

Далее средний шаг обмотки по диаметру D_s обозначим через y_s. Для теоретически рассчитанного вылета лобовых частей h имеем

$$y_s = h\frac{D_s}{D_1}\operatorname{cotg}\alpha_1 + h\frac{D_s}{D_2}\operatorname{cotg}\alpha_2,$$

или

$$y_s = D_s h\left(\frac{\operatorname{cotg}\alpha_1}{D_1} + \frac{\operatorname{cotg}\alpha_2}{D_2}\right).$$

Из приведенных выше формул следует

$$\frac{1}{D_1} = \frac{\pi\sin\alpha_1}{N_d(b+\delta)}, \quad \frac{1}{D_2} = \frac{\pi\sin\alpha_2}{N_d(b+\delta)}.$$

После подстановки в уравнение y_s, получим

$$h = \frac{y_s\sin\alpha_s}{\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2}. \qquad (25\text{-}19)$$

Если величина h известна, то длина вылетов согласно рис. 25-18 может быть получена из уравнений

$$l_{s_1} = \frac{D_1}{D_s} \frac{y_s}{\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2},$$

$$l_{s_2} = \frac{D_2}{D_s} \frac{y_s}{\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2}.$$

Тогда длина витка катушки будет

$$L_z = 2\left(l_1 + l_0 + \frac{2y_s}{\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2}\right), \quad (25\text{-}20)$$

где через l_1 обозначена прямая часть проводника, уложенная в пазу и выступающая за его пределы, а через l_0 — длина лобового изгиба одной лобовой части. Таким образом размеры оптимальной катушки были определены.

Лобовые соединения в виде конической поверхности

На рис. 25-20 показан разрез конических лобовых соединений обмотки. Лобовые части нижнего и верхнего слоев расположены на конических поверхностях K_1 и K_2, имеющих общую ось с машиной и вершины O_1, O_2. Обозначим наименьшие диаметры обеих конических поверхностей через D_1 и D_2. Толщину лобовых частей катушек обозначим через b, и зазор между катушками через δ. Далее, обозначим вылет конической поверхности K_1 через h_1. Для определения наиболее выгодного вылета, конические поверхности, на которых расположены лобовые части катушек, развернем в плоскость, причем конические поверхности представятся нам в виде сегментов с радиусами

$$\varrho_1 = \frac{D_1}{2\sin\beta_1}, \quad \varrho_2 = \frac{D_2}{2\sin\beta_2}.$$

Предположим, что якорь имеет N_d пазов, так что окружности с радиусом ϱ_1 будет соответствовать идеальное число пазов

$$N_d' = N_d \frac{2\varrho_1}{D_1} = \frac{N_d}{\sin\beta_1}$$

и аналогично окружности с радиусом ϱ_2 будет соответствовать идеальное число пазов

$$N_d'' = N_d \frac{2\varrho_2}{D_2} = \frac{N_d}{\sin\beta_2}.$$

На основании этих идеальных чисел пазов определим диаметры эволютных окружностей C_1 и C_2, соответствующие сегментам развернутых конических поверхностей K_1 и K_2

$$d_1 = \frac{N_d'(b+\delta)}{\pi}, \quad d_2 = \frac{N_d''(b+\delta)}{\pi}.$$

Если известны диаметры эволютных окружностей C_1 и C_2, то можно вычертить эвольвенты e_1 и e_2 так, как это показано на рис. 25-21. Эвольвенты берут свое начало в пазах, соответствующих данному шагу обмотки. Если требуется определить выдет h_1, то это делается путем проектирования, например эвольвенты e_2 с конической поверхности K_2, на коническую поверхность K_1, причем соответствующие проектирующие лучи будут перпендикулярны к общей оси O обоих конусов и будут ее пересекать. Проекцию e_2' получим просто пользуясь рис. 25-20, ее вид показан на рис. 25-21. Кривые e_1 и e_2' пересекаются в точке N_1, определяющей величину наиболее выгодного вылета h_1, так что разрез лобовой части обмотки (рис. 25-20) можно будет уже дополнить соответствующим изгибом лобовой части катушки. Наряду с этим на эвольвенте e_2 найдем точку N_2, являющуюся отображением точки N_1 на эвольвенте e_1. Точки N_1 и N_2 определяют развернутую длину обоих эвольвентных вылетов катушки. Формы шаблонов для вылетов лобовых частей выведем из рис. 25-21. Величина углов β_1 и β_2 колеблется примерно в пределах 0°—45°.

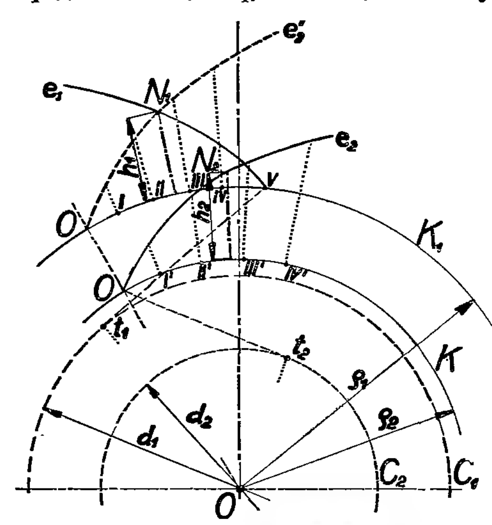


Рис. 25-21. Конструкция эвольвентных конических лобовых частей обмотки.

ε) Экономичное укорочение шага обмотки

Рассмотрим далее, какое влияние оказывает укорочение шага обмотки на общие джоулевы потери в обмотке и на расход меди и определим оптимум такого укорочения. Возьмем цилиндрическую обмотку и предположим, что такая обмотка имеет средний шаг y_s и что плотность тока в проводниках постоянна, причем имеется возможность настолько углубить пазы, чтобы в них вместилось увеличенное число проводников, вызванное укорочением шага.

Электродвижущая сила в фазе при укороченном шаге соответствует величине

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi N \kappa f \cdot 10^{-8}, \tag{25-21}$$

где Φ — магнитный поток основной гармоники, N — число витков в фазе, f — частота и κ — обмоточный коэффициент соответствующий шагу y_s, причем

$$\kappa = \kappa_r \sin\left(\frac{y_s}{\tau_p}\frac{\pi}{2}\right). \tag{25-22}$$

Обозначим сечение катушки через s. Из уравнения (25-21) вычислим число витков на фазу при укороченном шаге y_s

$$N = E \,.\, 10^8 : \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi \kappa f \,. \tag{25-23}$$

Полному шагу отвечает число витков в фазе

$$N' = E \,.\, 10^8 : \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi \kappa_r f \,. \tag{25-24}$$

Если уравнение (25-23) разделить на уравнение (25-24), то получим отношение витков в виде

$$\frac{N}{N'} = 1 : \sin\left(\frac{y_s}{\tau_p}\frac{\pi}{2}\right). \tag{25-25}$$

Возьмем среднюю длину витка при полном шаге равной

$$L_z = 2(l + \alpha\tau_p) \,,$$

где $l = l_0 + l_1$ и

$$\alpha = \frac{2}{\cos\alpha_1 + \cos\alpha_2} \,.$$

При полном шаге в m-фазной обмотке объем меди будет равен

$$V' = 2mN'(l + \alpha\tau_p)\, s \,,$$

при укороченном же шаге получим

$$V = 2mN\left[l + \alpha\tau_p\left(\frac{y_s}{\tau_p}\right)\right] s \,.$$

После подстановки из уравнения (25-25) получим

$$V = 2mN\left[\left(l + \alpha\tau_p\left(\frac{y_s}{\tau_p}\right)\right) : \sin\left(\frac{y_s}{\tau_p}\frac{\pi}{2}\right)\right] s \,.$$

Если составить отношение

$$\gamma = \frac{V'}{V} \,,$$

то после подстановки получим

$$\gamma = \sin\left(\frac{y_s}{\tau_p}\frac{\pi}{2}\right)\left[(l + \alpha\tau_p) : \left(l + \alpha\tau_p\left(\frac{y_s}{\tau_p}\right)\right)\right].$$

Оптимальное укорочение шага обмотки будет иметь место в случае

$$\left[\mathrm{d}\gamma : \mathrm{d}\left(\frac{y_s}{\tau_p}\right)\right] = 0 \,.$$

Заменив $y_s/\tau_p = \beta$, получим после преобразования

$$\operatorname{tg}\left(\beta\frac{\pi}{2}\right) = \beta\frac{\pi}{2} + \frac{l}{\alpha\tau_p}\frac{\pi}{2}. \qquad (25\text{-}26)$$

Это условие справедливо для оптимального укорочения шага при минимальных омических потерях и минимальном расходе меди. На рис. 25-22 изображена диаграмма, выражающая зависимость отношения l/τ_p от относительного шага $\beta = y_s/\tau_p$ с учетом минимума потерь и мин. расхода меди. На этой диаграмме $\alpha_1 = \alpha_2 = 30°$ и следовательно $\alpha = 2\sqrt{3}$.

Следует отметить, что приведенные выше значения являются ориентировочными при выборе шага обмотки, проектирование которой, как известно, руководствуется еще и другими соображениями, рассмотренными в различных частях настоящей книги.

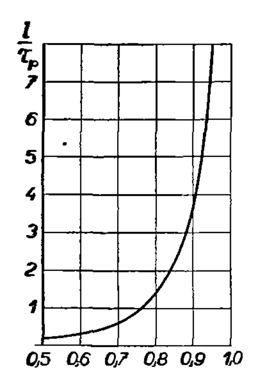


Рис. 25-22. Зависимость отношения l/τ_p от относительного шага β при оптимальных потерях.

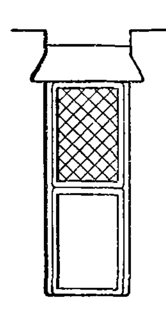


Рис. 25-23. Двухслойная обмотка с кручеными проводниками в верхнем слое.

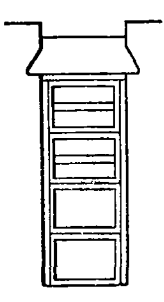


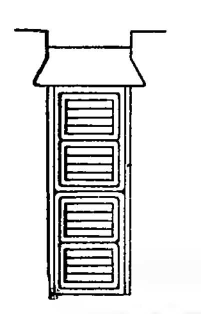
Рис. 25-24. Двухслойная обмотка с составным проводником в верхнем слое.

ζ) Конструктивные меры по ограничению добавочных потерь в обмотках

а) Меры по уменьшению добавочных потерь в пазу

Одним из наиболее старых средств для подавления добавочных потерь являются крученые проводники (рис. 25-23), составленные из многих проволок, у которых плотности тока равномерно распределяются по всему сечению проводника. Для подавления переходного сопротивления между элементарными проводниками такого крученого проводника они изолировались лаком. Такое выполнение проводников имеет различные недостатки, как например: изоляция между проводниками не достаточна и лобовые части проводника недостаточно устойчивы против сил короткого замыкания. Поэтому крученые проводники применялись лишь в верхнем слое, проводники же нижнего слоя выполнялись массивными.

Другое выполнение заключалось в том, что к крученым проводникам присоединялись массивные лобовые соединения. Вместо крученых проводников в верхнем слое применялись также составные проводники, как это показано на рис. 25-24. Применение составных проводников равносильно увеличению удельного сопротивления меди ϱ_0 на величину $\varrho = \varrho_0(l_v/l_1)$, где ϱ_0 — подлинное удельное сопротивление, l_v — длина проводника и l_1 — длина активного пакета листовой стали без вентиляционных каналов.



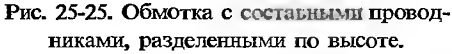


Рис. 25-25. Обмотка с составными проводниками, разделенными по высоте.

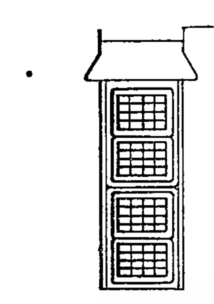


Рис. 25-26. Обмотка с составными проводниками, разделенными в радиальном и тангенциальном направлениях.

В настоящее время такие выполнения применяются в общем редко (напр. для малых машин). Предпочтение отдается составным по всей длине проводникам, причем токопроводное соединение элементарных проводников наступает лишь после образования одного или всех витков в катушке. Соединение элементарных проводников осуществляется различными способами, как было уже сказано в разделе „Обмотки с составными проводниками". Элементарные проводники выполняются обычно из полосовой меди толщиной 2—3 мм и изолируются слоями хлопчатобумажной ткани, микафолия, бумажными или слюдяными лентами или тканью „Массо", стекляной тканью и т. д. Разрез паза и обмотки с составными проводниками приведен на рис. 25-25. Соответствующие коэффициенты сопротивления приведены в пп. 1, 2, 3 приведенного раздела.

Иное устройство обмотки с составными проводниками показано на рис. 25-26, где проводники разделяются в радиальном и тангенциальном направлениях и где обмотка складывается из полос 3 × 5 мм. Катушки навиваются на шаблон, далее изолируются, подвергаются опрессовке и пропитке и уже в готовом виде вкладываются в открытые пазы якоря. Расчет добавочных потерь можно произвести согласно п. 2 приведенного раздела. Обмотка пригодна для машин средних мощностей. В Америке такая обмотка применялась для мощностей более 30 000 ква. Преимущество такой обмотки заключается в том, что готовые катушки можно вкладывать в пазы, а также и в том, что в ней подавляются вихревые токи, вызываемые продольным магнитным полем в пазу.

Для крупных машин такие обмотки не вполне пригодны, так как добавочные потери ввиду значительных сечений проводников относительно велики. Поэтому в таких случаях предпочитают применять скрещивающиеся проводники. Элементарные проводники проходят через несколько катушек, перемещаясь последовательно в пазах по всему сечению составного проводника. Принцип транспозиции приведен на рис. 25-27, где показано последовательное располо-

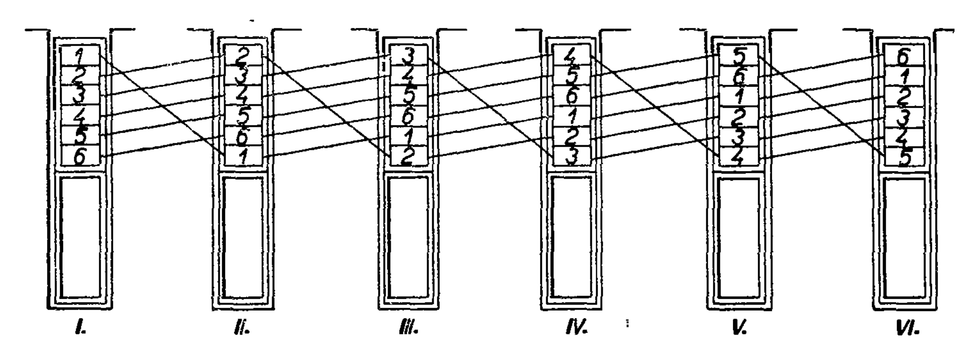


Рис. 25-27. Принцип транспозиции элементарных проводников двухслойной обмотки.

жение шести катушек, образующих одну фазу обмотки. Проводники катушек-составные — из шести элементарных проводников, независимо проходящих через всю фазу. Элементарные проводники обозначены номерами. Они занимают в пазах *I*, *II*, ..., *VI* последовательно все положения в верхних слоях. Так например, элементарный проводник *1* в пазу *I* расположен наверху, в пазу *II* он переходит в нижнюю часть катушки, в то время как остальные элементарные проводники переместились вверх. В пазу *III* из верхнего положения переходит дальнейший проводник *2*, в то время как проводник *1* перемещается на второе место, считая от нижней части катушки и т. д. Скрещивания элементарных проводников проводятся на лобовых изгибах катушек. У обмоток с укороченным шагом рекомендуется производить транспозицию элементарных проводников два раза, а именно в пазах, имеющих в обоих слоях одинаковую фазу, и в пазах, имеющих различные фазы. В результате достигается абсолютно равномерное распределение плотности тока во всех элементарных проводниках. Если такая транспозиция не возможна, то следует хотя бы к ней приблизиться. Переходы в лобовых частях следует тщательно изолировать. Определенные трудности при транспозиции элементарных проводников возникают у машин на низкие напряжения, где число пазов обычно относительно мало, а высота сечения проводника — велика. С технической точки зрения такой способ выполнения можно считать совершенным, так как, наряду с благоприятным распределением тока по сечению проводника, катушки имеют гладкую поверхность, что облегчает их изоляцию в пазу при высоких напряжениях. Для катушек с транспозицией проводников требуется, чтобы пазы якоря выполнялись открытыми.

Помимо приведенных выше обмоток часто применяются обмотки с так наз. комбинированными стержнями. Преимущество таких стержней заключается в том, что их можно вкладывать в полузакрытые пазы со стороны машины

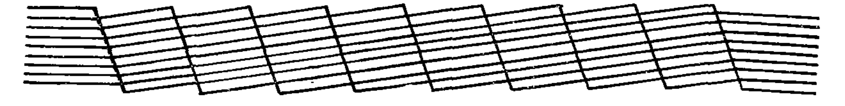


Рис. 25-28а. Схема составного стержня системы Пунга-Рус.

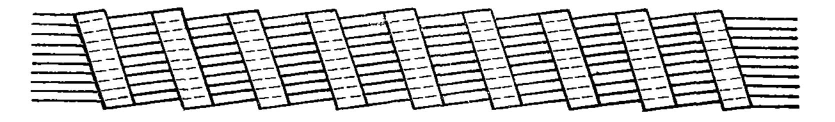


Рис. 25-28б. Составной стержень системы Пунга-Рус.

и таким образом ограничивать, в частности у турбоальтернаторов, добавочные потери на поверхности ротора. Однако, они имеют тот недостаток, что их выемка из пазов вызывает значительные трудности, в особенности в тех случаях, когда машина работала продолжительное время к когда изоляционный лак обмотки под влиянием нагревания въелся в сталь. Другой недостаток комбинированных стержней заключается в том, что обмотки, составленные из таких стержней, имеют большую площадь мест пайки, что может оказаться слабой стороной машины, если пайка не была выполнена тщательно. Помимо этого, обмотки с комбинированными стержнями выполняются с эвольвентными массивными соединениями, расположенными в плоскости перпендикулярной к оси машины, что вызывает повышенные добавочные потери в лобовых пространствах, поскольку не были приняты другие целесообразные меры.

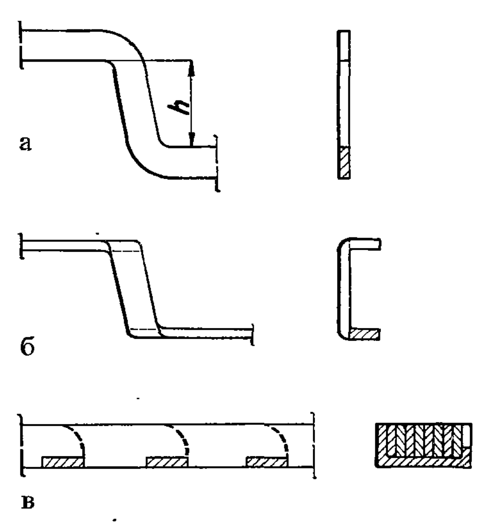


Рис. 25-29. Процесс изготовления составного стержня системы Пунги-Рус.

Одним из наиболее старых комбинированных стержней является стержень системы „Пунга — Рус“, изображенный на рис. 25-28. Схема соединения этого стержня приведена на рис. 25-28а, вид стержня — на рис. 25-28б. На рис. 25-29 показан процесс его изготовления. Стержень состоит из медных полос толщиной примерно 0,8—1 мм, которые в части проводника, расположенной в пазу,

постепенно перемещаются через боковые соединения из нижнего положения в верхнее. Полосы сначала изгибаются на специальном приспособлении (рис. 25-29а), затем перегибаются согласно рис. 25-29б, причем h на рис. 25-29а отвечает высоте сечения стержня. Таким образом оформленные и изолированные медные полосы составляют стержень согласно рис. 25-29в. Медные полосы обычно изолируют миканитом толщиной примерно 0,1 мм или стеклянной тканью. Во избежание короткого замыкания изоляция между элементарными проводниками должна быть тщательно выполнена. Боковые соединения равномерно распределяются по всей длине проводника и иногда утопляются, как показано на рис. 25-29в. Коэффициент сопротивления для двухслойных обмоток можно вычислить по формуле 24-46. Однако же добавочные потери в боковых соединениях будут существенно больше. Так как поверхность такого стержня не бывает обычно гладкой, что имеет важное значение для внешней изоляции стержней, то таковые покрываются изоляционной пастой (бакелит и пробка), сглаживающей неровные места на поверхности стержня; затем для получения гладкой поверхности стержни подвергаются горячей опресовке.

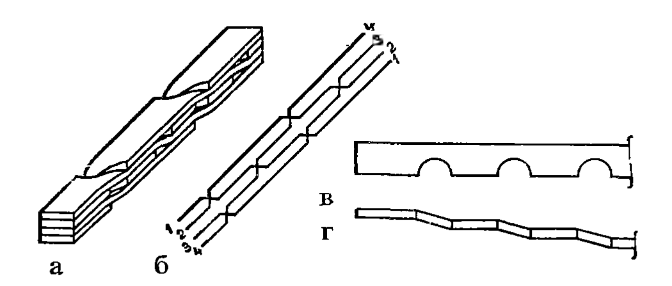


Рис. 25-30. Составной стержень системы Метрополитен-Виккерс.

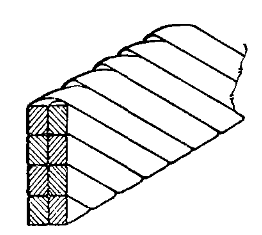


Рис. 25-31. Составной стержень фирмы Сосиете Альзасиенн.

Иная старая конструкция, приведенная на рис. 25-30, была выполнена фирмой Метрополитен Виккерс в Англии. На рис. 25-30а показан составной стержень, схема соединения которого показана на рис. 25-30б. Элементарные проводники выполнены из медных полосок, вырезанных согласно рис. 25-30в и изогнутых согласно рис. 25-30г. Элементарные проводники при составлении стержня следует тщательно изолировать. Недостаток стержней заключается в значительном уменьшении сечения в вырезах элементарных проводников и в наличии весьма неровной поверхности, которую перед изолировкой нужно выравнивать аналогично, как и в предыдущем случае.

Фирма Сосиете Альзасиенн применяла стержни с элементарными винтообразно скрученными проводниками, как показано на рис. 25-31. Элементарные проводники перемещаются последовательно по всему сечению проводника. Они могут быть выполнены массивными или скрученными из медных элементарных проводников.

По способу оформления к предыдущему стержню весьма приближается стержень системы Ребеля (Roebel), весьма часто ныне применяемый в различных вариантах. На рис. 25-32а показан перспективный вид такого стержня, а на рис. 25-32б — схематическое расположение одного элементарного проводника. Элементарные проводники образуют два ряда и каждый из них занимает винтообразно все места в обоих рядах. Расчет добавочных потерь в двухслойных обмотках можно произвести по формуле (24-46).

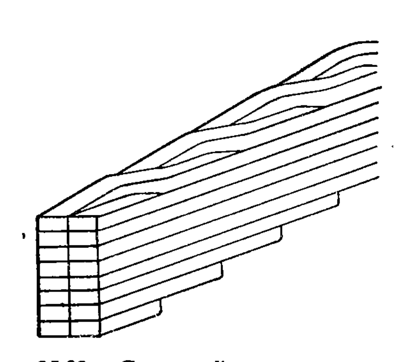


Рис. 25-32а. Составной стержень системы Ребеля.

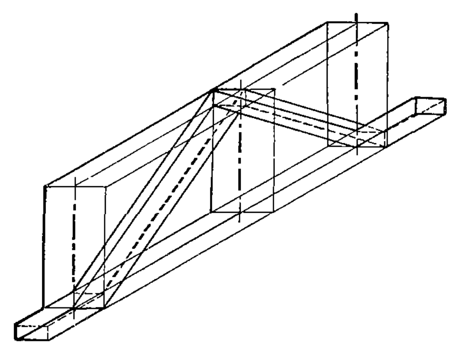


Рис. 25-32б. Расположение элементарного проводника в стержне системы Ребеля.



Рис. 25-33. Схема составного стержня системы Гиллебранд-Флейшманн.

Рис. 25-34. Выполнение стержня системы Гиллебранд-Флейшманн.

Рис. 25-35. Процесс изготовления стержня системы Гиллебранд-Флейшманн.

В качестве другого конструктивного решения для комбинированного стержня приводится стержень системы Гиллебранд-Флейшманн (рис. 25-33 и 25-34). На рис. 25-34 показан вид такого стержня и его разрез. Стержень состоит из двух рядов элементарных проводников, оформленных таким образом, чтобы в результате их взаимного вкладывания получился комбинированный стержень.

Полоски, из которых изготовляется стержень, укладываются друг возле друга и изгибаются на специальном приспособлении, показанном на рис. 25-35а. За-

тем они перегибаются по оси $X - X'$ и приобретают вид, изображенный на рис. 25-35б. Изоляция на изгибах, выполненная, как правило, из хлопчатобумажной или стеклоткани обычно растрескивается и нуждается в ремонте. Оба ряда элементарных проводников взаимно изолируются, соответственно укладываются и на прессе рихтуются так, чтобы точно прилегали друг к другу, образуя комбинированный стержень. В пазу размещается иногда несколько таких стержней друг возле друга.

Коэффициент сопротивления стержня системы Гиллебранд-Флейшманн можно вычислить по уравнению (24-49), если пренебречь добавочными потерями в изгибах элементарных проводников

$$\varrho \frac{\partial \bar{\sigma}}{\partial x} - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega}{a} I_2 + \frac{\partial}{\partial x} \mathrm{j} \frac{4\pi\omega}{a} \left\{ \frac{p-1}{2} I_1 (h - x) + \frac{p-1}{2} I_1 x \right\} -$$

$$- \mathrm{j} \frac{4\pi\omega b}{a} \left\{ \frac{1}{2} \int_0^x \bar{\sigma} \, \mathrm{d}x + \frac{1}{2} \int_h^x \bar{\sigma} \, \mathrm{d}x \right\} = 0 \, .$$

После преобразования получаем

$$\varrho \frac{\partial \bar{\sigma}}{\partial x} - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega}{a} \left(I_2 - \frac{I_1}{2} \right) - \mathrm{j} \frac{4\pi\omega b}{a} \int_0^x \bar{\sigma} \, \mathrm{d}x = 0 \, .$$

В этом уравнении имеем

$$I_r = I_2 - \frac{I_1}{2} ,$$

так что коэффициент сопротивления для верхнего слоя будет

$$K_v = M_r + \frac{4n^2 - 1}{4} N_r ,$$

а для нижнего слоя, где $I_2 = 0$, будет

$$K_s = M_r - \frac{N_r}{4} .$$

Таким образом средний коэффициент сопротивления будет

$$K = \frac{K_s + K_v}{2} .$$

После подстановки получим

$$K = M_r + \frac{2n^2 - 1}{4} N_r .$$

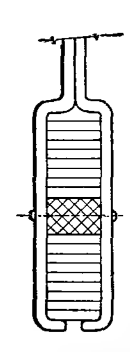


Рис. 25-36. Выполнение хомутиков для соединения стержня с лобовыми частями.

Комбинированные стержни соединяются, как уже было сказано, посредством эвольвентных лобовых частей, спаянных с ними на концах. Для предо-

хранения мест пайки от воздействия переменного магнитного поля, рекомендуется размещать их по возможности далее от краев воздушного зазора. Помимо этого нужно применять припои с повышенной точкой плавления, например серебряный припой. Рекомендуется выполнять хомутики соединительных лобовых частей открытыми, как показано на рис. 25-36, для того, чтобы внутри хомутиков предотвратить образование тока короткого замыкания, который мог бы вызвать расплавление места пайки.

Обмотки с водородным охлаждением

В связи с проблемой добавочных потерь следует упомянуть об обмотках для турбоальтернаторов крупнейших мощностей. Для таких машин, наряду с приведенными выше мерами по ограничению добавочных потерь в обмотках, следует еще применять повышенное охлаждение с целью достичь крупной удельной мощности на единицу веса при относительно малом общем весе машины, а, следовательно, и полного использования активного материала. Что касается холодильного агента, то здесь вместо воздуха применяется водород, масло или же вода. Поэтому приведем некоторые данные, касающиеся действия этих охладительных агентов.

Таблица 25-1

Охладительный агент	Скорость течения м/с	Отвод тепла вт/°С
воздух	30	3,3
водород	40	4,3 без избыточного давления 13 при 2 ати
масло	2	360
вода	2	840

Если обозначить потери в турбоальтернаторе, выраженные в квт, через P_z и нагрев охладительного агента через T°С, который у воздуха и водорода обычно равняется примерно 25°С, то расход охлаждающего воздуха будет

$$Q = 0,815 \frac{P_z}{T} \quad [\text{м}^3/\text{сек}]$$

и водорода

$$Q = 0,78 \frac{P_z}{T} \quad [\text{м}^3/\text{сек}] .$$

Расход охлаждающего масла будет

$$q = 0,66 \frac{P_z}{T} \quad [\text{л}/\text{сек}]$$

Таблица 25-2

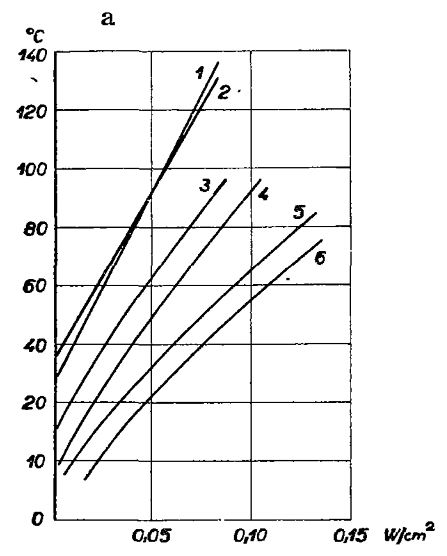
Свойства	Воздух	Азот	Углекислый газ	Водород	Гелий
Теплопроводность	1	1,08	0,638	6,69	6,40
плотность	1	0,966	1,52	0,0696	0,1378
удельная теплоемкость при постоянном давлении	1	1,046	0,848	14,35	5,25
теплопередача	1	1,03	1,132	1,51	1,18

и воды

$$q = 0{,}24\frac{P_z}{T} \quad [\text{л/сек}].$$

Нагрев T у воды и масла достигает примерно 5°C.

В таблице 25-1 приведены некоторые данные, касающиеся отвода тепла на 1 см^2 поверхности охлаждения, приведенных выше охладительных агентов при разности температур 1°C.



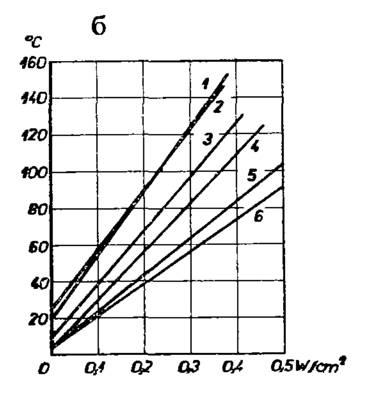


Рис. 25-37а, б. Нагрев статора (а) и ротора (б) турбоальтернатора 6250 ква при охлаждении различными газами, *1* = воздух атм. давления, *2* = CO_2 1,02 ата, *3* = He 1,03 ата, *4* — H_2 1,03 ата, *5* — H_2 2,09 ата, *6* — H_2 2,81 ата.

В зависимости от рода охладительного агента конструкцию машины следует целесообразно приспособлять. Так как потери, создающиеся в крупных машинах даже при высоких к. п. д., достигают большой величины, то конструкторы таких машин стремятся отводить тепло, образующееся в результате потерь, непосредственно в окружающую среду. Поэтому охладительные агенты, вводимые в катушки, приходят в непосредственное соприкосновение с местами образования тепла. При газовом охлаждении вентиляционные каналы занимают

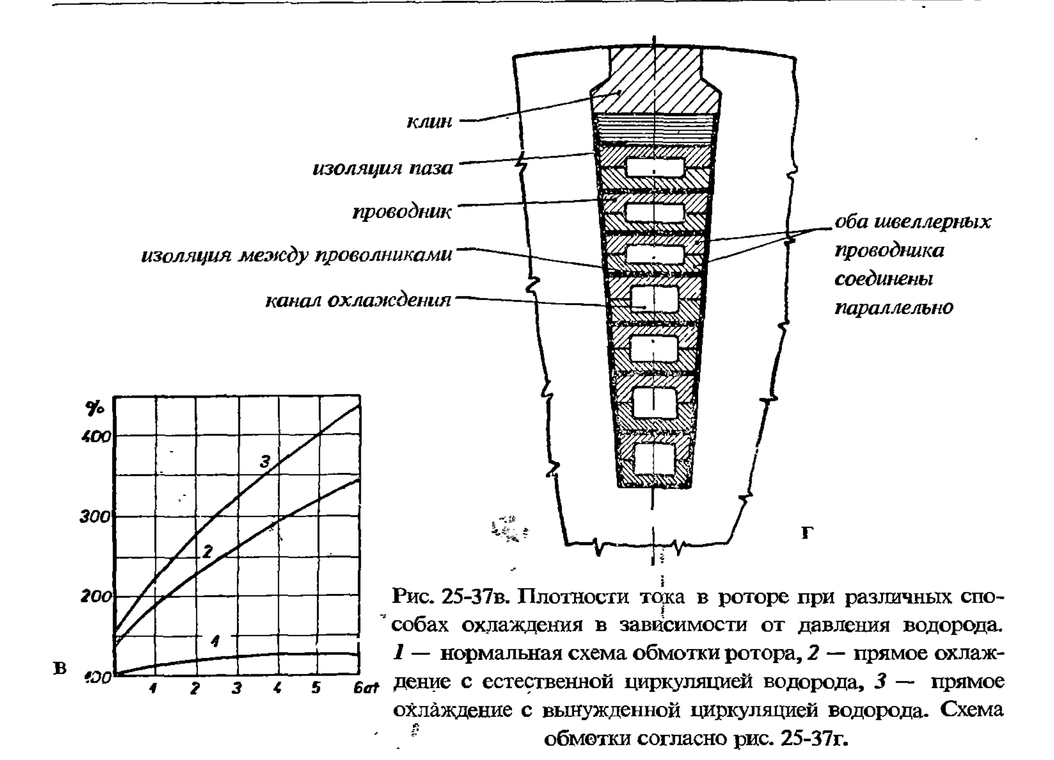


Рис. 25-37в. Плотности тока в роторе при различных способах охлаждения в зависимости от давления водорода. 1 — нормальная схема обмотки ротора, 2 — прямое охлаждение с естественной циркуляцией водорода, 3 — прямое охлаждение с вынужденной циркуляцией водорода. Схема обмотки согласно рис. 25-37г.

примерно 40—45% места в пазу, а при масляном охлаждении лишь примерно 30—35%. Что касается газовых охладительных агентов, то значительное место среди них занимает водород, отличные качества которого, по сравнению с другими газами, видны из таблицы 25-2. Из таблицы далее следует, что среди газов, применяемых при охлаждении турбоальтернаторов, наилучшей охладительной способностью обладает водород.

На диаграмме рис. 25-37 показаны кривые нагрева статора турбоальтернатора мощностью 6250 ква, показывающие, что охладительная способность водорода по мере повышения давления улучшается. Неблагоприятным свойством водорода является его взрывчатость, требующая помещения машины в котел, который должен выдержать избыточное давление 5,3—6 ати. Теоретическое избыточное давление при взрыве водорода обычно еще выше, достигая примерно 10,5 ати, однако же оно под охлаждающим влиянием стенок котла понижаетсяк. Водород должен быть весьма чистым. Если же содержание водорода падет до 95—98%, то необходимо его заменить Взрывчатая смесь водорода с воздухом образуется при содержании водорода в пределах 5—75%. Смесь с 95—98% содержанием водорода не взрывчата и не способствует горению. У высоковольтных машин применение водорода имеет то преимущество, что при разрядах в пазах не образуется ни азотная кислота, ни озон, разрушающие изоляцию машины.

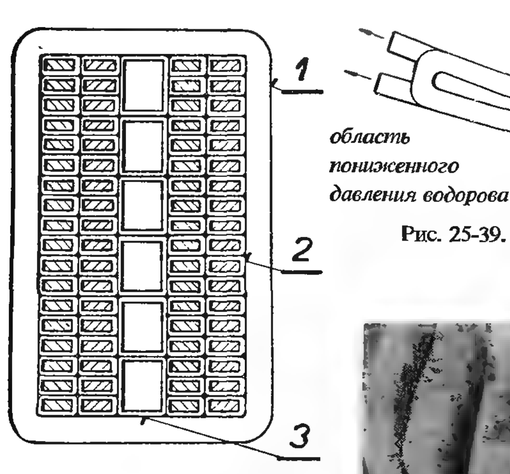


Рис. 25-38. Прямое охлаждение статорной обмотки посредством трубок (Вестингауз Электрик К°) *1* – основная изоляция из термаластика (слюда со стеклотканью), *2* — стеклянная изоляция на трубках охлаждения.

область пониженного давления водорова

область повышенного давления водорода

Рис. 25-39. Прохождение водорода через стержни (Вестингауз Электрик К°).

Рис. 25-40. Расположение трубок на лобовых частях обмотки (Вестингауз Электрик К°).

На рис. 25-38 показано выполнение прямо охлаждаемых стержней статорной обмотки фирмы Вестингауз Электрик К°. В пазу укладывается друг возле друга два элементарных стержня Ребеля, соединенных параллельно и образующих комбинированный стержень статорной обмотки. Между этими стержнями помещаются тонкостенные четырехгранные трубки из антимагнитного металла с большим удельным сопротивлением, через которые протекает охлаждающий газ. Водород протекает через стержни из одного лобового пространства в другое, как показано на рис. 25-39. Положение охладительных трубок на ло-

бовых соединениях показано на рис. 25-40. Для изолировки лобовых соединений стержней была применена прокладка из силиконной резины. Притом необходимо обеспечить достаточное удаление охладительных трубок от остальных металлических частей машины. Конструкционная схема лобовых частей приведена на рис. 25-41. На рис. 25-42 приведены относительные падения температуры на стержнях при внутреннем водородном охлаждении в зависимости от давления водорода. На рис. 25-43 показана фотография лобовых частей статорной обмотки со стержнями, выполненными согласно рис. 25-38. Эффективность прямого водородного охлаждения следует из данных Комара, согласно которым приращение мощности машины при охлаждении через центральный канал статорной обмотки, при скорости течения водорода 40 м/с и давлении 1 ата удвоилось по сравнению с воздушным охлаждением.

На рис. 25-44 показаны иные выполнения статорных стержней с прямым водородным охлаждением.

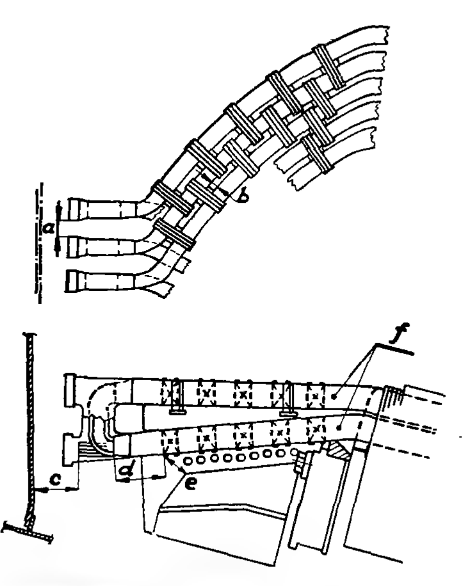


Рис. 25-41. Общая схема лобовых частей и обмоточных подпорок статорной обмотки с прямым водородным охлаждением (Вестингауз Электрик К°); *a* — разрядное расстояние между наконечниками, *b* — зазор между катушками, *c* — разрядное расстояние на землю, *d* — разрядное расстояние по поверхности, *e* — разрядное расстояние по поверхности между обмоткой и изолированными подпорками, *f* — полупроводящая поверхность, созданная с целью градации диэлектрического напряжения.

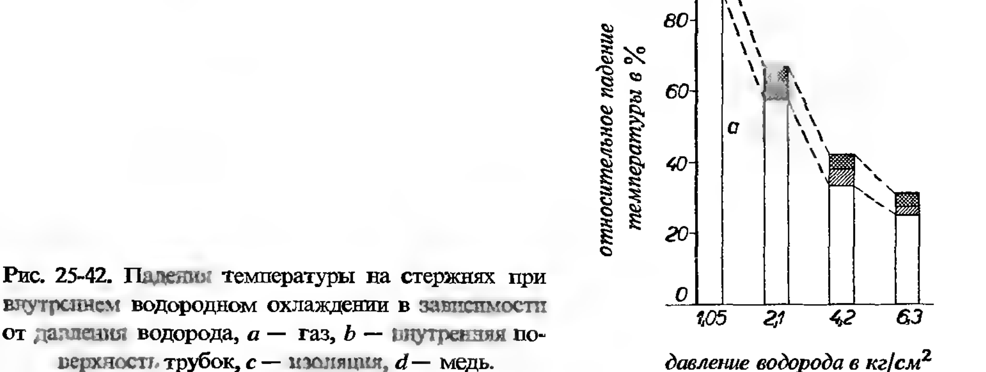


Рис. 25-42. Падения температуры на стержнях при внутреннем водородном охлаждении в зависимости от давления водорода, *a* — газ, *b* — внутренняя поверхность трубок, *c* — изоляция, *d* — медь.

Рис. 25-43. Вид лобовых частей статорной обмотки (Вестингауз Эл. К°).

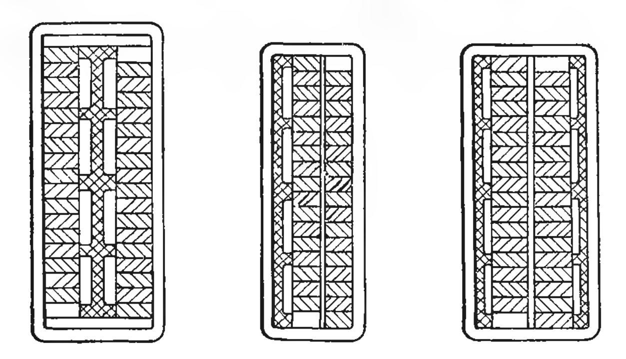


Рис. 25-44. Различные способы выполнения статорных обмоток с прямым охлаждением.

Фирма Дженерал Электрик К° изготовляет полые проводники, показанные на рис. 25-45. Выполнение лобовых соединений показано на рис. 25-46. Упомянутая фирма построила в таком выполнении статор турбоальтернатора мощностью 260 мва, 3600 об/мин. Трубки для впуска и выпуска водорода располагаются в изоляционных гильзах, радиально расходящихся от каждой катушки.

Давление водорода в турбоальтернаторах обычно колеблется в пределах 1,2—4,5 ата. Иногда также повышается скорость циркуляции водорода посредством добавочного компрессора.

Обмотки с водяным охлаждением

У турбоальтернаторов весьма крупных мощностей обнаруживается, что даже водородное охлаждение для них не достаточно. Поэтому для турбоальтернаторов, мощности которых превышают 200 вт, применяется водяное охлаждение.

Фирма Метрополитен Виккерс Электрикаль К° Лимитед создала прототип машины мощностью 30 вт, 3000 об/мин, 11,8 кв с водяным охлаждением статора и

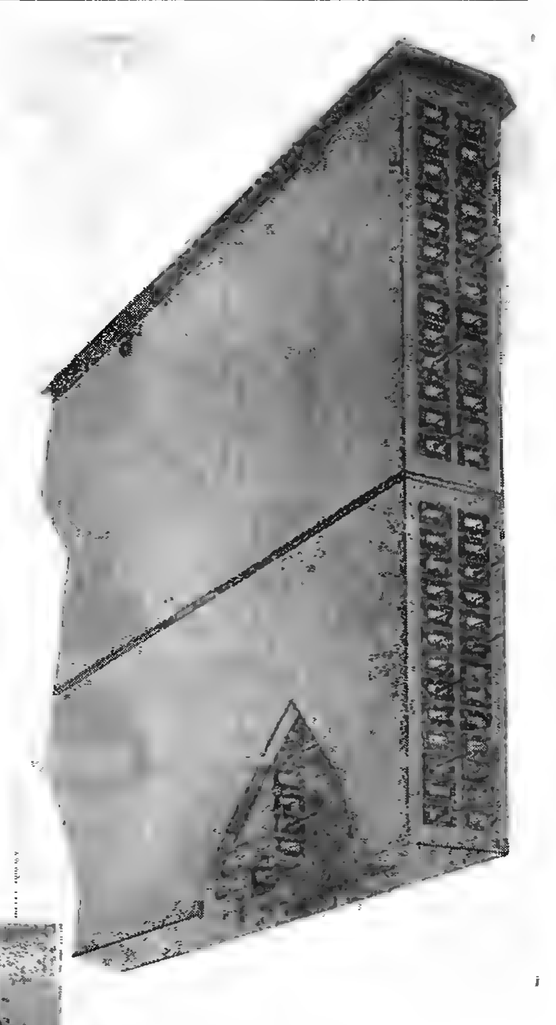


Рис. 25-45. Статорная обмотка с полыми стержнями (Дженерал Электрик К°).

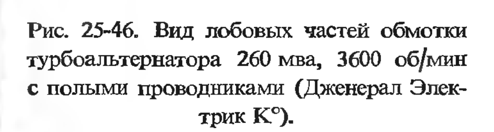
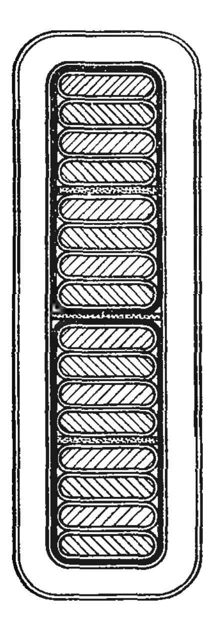
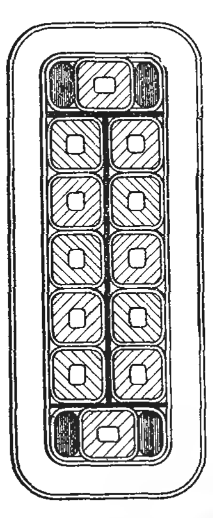


Рис. 25-46. Вид лобовых частей обмотки турбоальтернатора 260 мва, 3600 об/мин с полыми проводниками (Дженерал Электрик К°).

с водородным охлаждением ротора, конструкция которой должна послужить основанием для проектирования крупнейших турбоальтернаторов мощностью более 500 мвт. Проводники статора представляют собой полые трубки, как показано на рис. 25-47 (разрез паза). Левая сторона рисунка иллюстрирует обычное расположение проводников в пазу с воздушным охлаждением, а правая — с водяным охлаждением. Вода приходит в непосредственное соприкосновение с проводниками статора, что позволяет уменьшить вес активной меди статора примерно на 20% по сравнению с обычной конструкцией с воздушным охлаждением. На рис. 25-48 приведена статорная обмотка с водяным охлаждением, где показан подвод воды. Вода подается с одной стороны обмотки и протекает на другую параллельно через все проводники статора. Из питающего трубопровода вода на одной стороне отводится через трубки из пластмассы к отдельным стержням обмотки (рис. 25-49). Такие соединительные трубки, изготовленные из пластмассы, имеются и на другой стороне машины и служат для отвода нагретой воды в выпускной трубопровод. Из этого трубопровода вода оттекает в циркуляционный насос, откуда она выталкивается в трубочный холодильник и через фильтр подается обратно в машину. Над

Рис. 25-47. Сравнение расходов меди при воздушном охлаждении (левая часть) и при водяном охлаждении (правая часть).

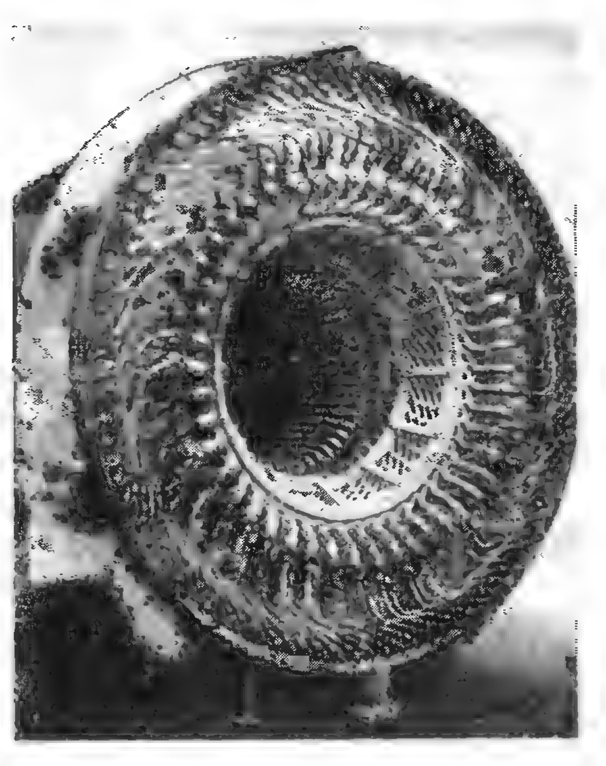


Рис. 25-48. Статор турбоальтернатора 30 мвт, 11,8 кв с прямым водяным охлаждением полых проводников статорной обмотки (Метрополитен — Виккерс).

системой циркуляции воды помешается уравнительная камера снабженная поплавковым устройством, сигнализирующим убыль воды в системе охлаждения.

Были проведены обычные испытания с дистиллированной водой с проводимостью 2,5 $M\Omega^{-1}$см$^{-1}$, включая испытания на холостом ходу и при коротком замыкании, затем следовало шестичасовое испытание примерно под полной

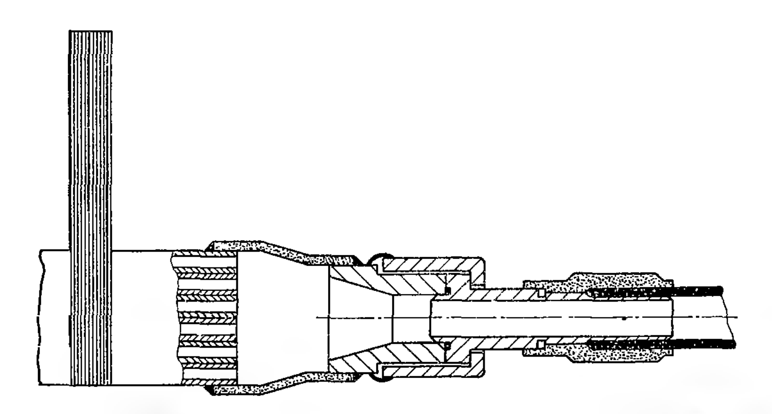


Рис. 25-49. Разрез соединения трубки из пластмассы с полыми проводниками обмотки.

нагрузкой 37,5 мва, 11,8 кв при $\cos\varphi = 0$. Общие потери в воде в соединительных трубках из пластмассы были меньше 1 квт. Однако, при применении водопроводной воды такие потери не превышали 10 квт. В течение испытаний максимальный нагрев дистиллированной воды достигал 2°С, а нагрев между водой и медью — 0,2°С. Подводимая мощность циркуляционного насоса равнялась 8,8 квт; падение давления воды в обмотке — 1,27 кг/см^2.

Для сравнения были проведены измерения на имеющемся турбоальтернаторе с воздушным охлаждением той же мощности. При измерениях посредством термопар, расположенных между катушками в пазах, был обнаружен нагрев статора до 65°С. Нагрузочный ток — 1835 а, температура охлаждающего воздуха — 35°С. Температура обмотки равнялась примерно 115°С. У турбоальтернатора с водяным охлаждением было проведено испытание под нагрузкой при помощи тока в статоре 1750 а, длившееся пять часов, и было обнаружено, что конечная температура меди равнялась 29,2°С, а температура подводимой дистиллированной воды — 27°С. Из этого следует, что такая машина могла бы выдержать и существенно большую нагрузку, не нагревая статорную обмотку выше допустимого предела.

б) Средства для ограничения добавочных потерь в лобовых пространствах обмоток

Эффективным средством для уменьшения добавочных потерь в лобовых пространствах обмоток является применение открытых распределенных об-

моток. Такие обмотки, по сравнению с концентрическими обмотками (см. рис. 25-1 и 25-4), имеют то преимущество, что лобовые группы обмоток разделяются на две части, причем ток в одной части проходит в направлении вращения ротора, а в другой в противоположном направлении. В результате реакция лобовых частей полюсно-фазной группы снижается на половину. Наряду с этим распределенные обмотки с коническими или цилиндрическими лобовыми частями имеют еще и то преимущество, что их лобовые части значительно удалены от стали, что оказывает благоприятное влияние на понижение добавочных потерь.

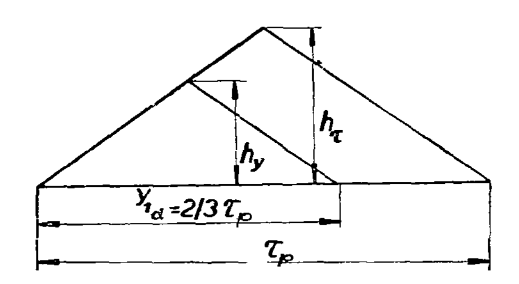


Рис. 25-50. Высоты треугольников описанных около лобовой части обмотки.

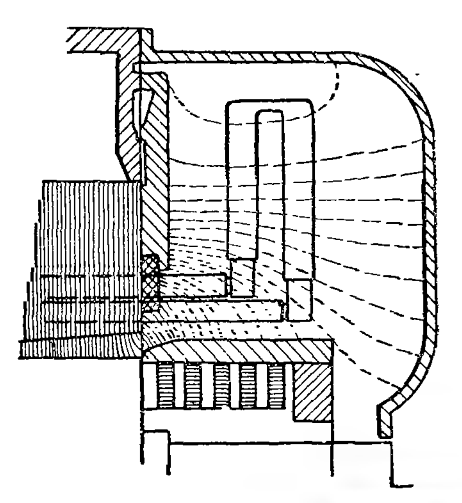


Рис. 25-51. Поля рассеяния, вызванные реакцией лобовых частей у машин с эвольвентными лобовыми соединениями.

Другим важным средством для ограничения потерь является применение обмоток с укороченным шагом. Если, например, укоротить шаг распределенной статорной обмотки турбоальтернатора до двух третей полюсного деления, то обмоточный коэффициент со своей первоначальной величины, отвечающей полному шагу $\kappa_r = 0{,}995$, понизится до $\kappa = 0{,}955 \times 0{,}866 = 0{,}83$, причем шаговый коэффициент будет отвечать $\sin 60° = 0{,}866$. В результате число витков на фазу и пару полюсов возрастет до

$$N' = N\frac{0{,}955}{0{,}83} = 1{,}15N\,.$$

Тангенциальная реакция лобовых частей, соответствующая полному шагу обмотки согласно уравнению (25-13″), будет

$$F_t = \frac{\sqrt{2}}{\pi} mN\,.\,0{,}955I\,.$$

В случае укорочения шага получим

$$F_t' = \frac{\sqrt{2}}{\pi} mN'\,.\,0{,}83I = \frac{\sqrt{2}}{\pi} m\,.\,1{,}15N\,.\,0{,}83I = F_t\,,$$

так что величина тангенциальной реакции не меняется. Если же однако учесть поверхности лобовых частей (рис. 25-50), по которым проходит магнитный поток рассеяния, то найдем, что поверхность лобовых частей при укорочении шага до двух третей уменьшится согласно отношению

$$\left(\frac{y_{d_1}}{Q}\right)^2 = \frac{4}{9} = 0{,}444\,,$$

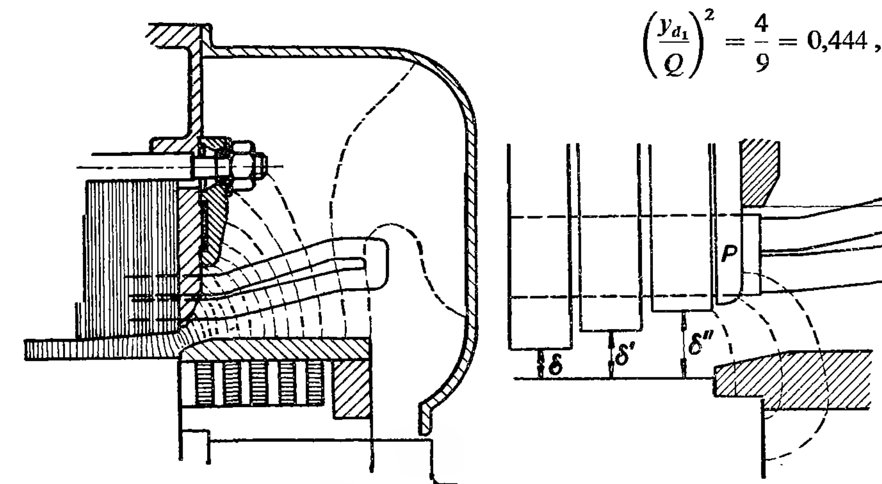


Рис. 25-52. Поля рассеяния, вызванные реакцией лобовых частей, у машины с коническими лобовыми соединениями.

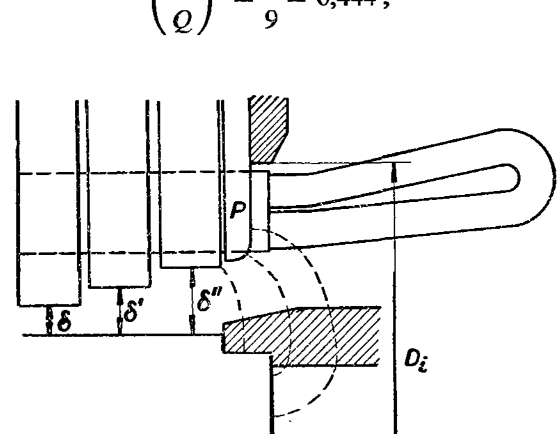


Рис. 25-53. Ступенчатый воздушный зазор.

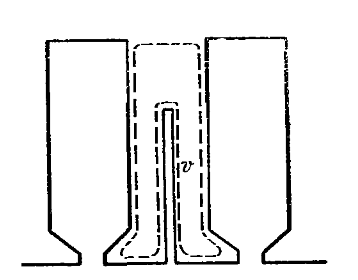


Рис. 25-54. Прорезы в зубцах для уменьшения добавочных потерь.

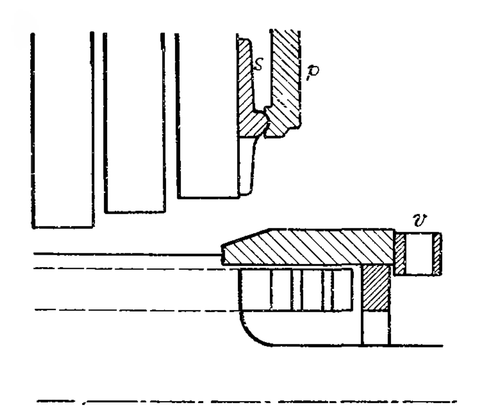


Рис. 25-55. Нажимная шайба из антимагнитной стали для уменьшения добавочных потерь.

вследствие чего уменьшатся как величина магнитного потока рассеяния, так и соответствующие потери.

Было уже отмечено, что путем целесообразного расположения лобовых частей относительно окружающей стальной среды можно достичь определенного понижения потерь в лобовых частях. Сравнивая рис. 25-51 и 25-52 обнаружим, что условия рассеяния на рис. 25-52 гораздо более благоприятны, чем на рис. 25-51. Поэтому лобовым частям современных турбоальтернаторов придают

цилиндрический или конический вид с наклоном образующих примерно на угол $\alpha = 15 \div 45°$.

Понижение добавочных потерь может быть достигнуто также и путем выполнения ступенчатого воздушного зазора у крайних пакетов активной стали (рис. 25-53). Для этой цели статорная обмотка вкладывается в глубокие пазы и воздушный зазор выполняется ступенчатым в интервалах $\delta'' > \delta' > \delta$. На рис. 25-53 магнитные силовые линии изображены штриховыми линиями.

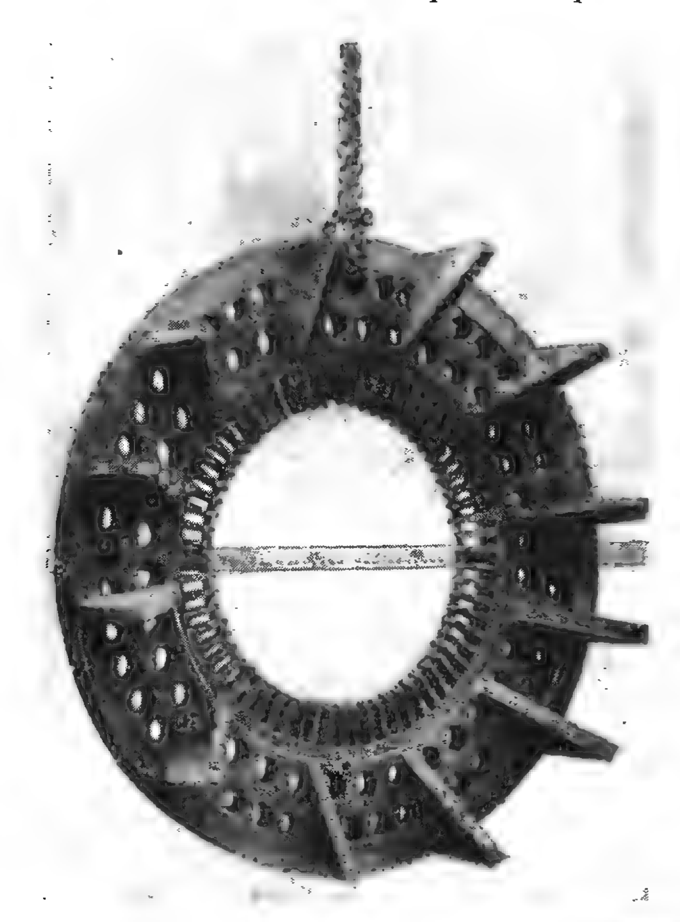


Рис. 25-56. Ребристые нажимные шайбы фирмы Ферранти Лимитед.

Здесь видно, что они вступают в лобовые части поверхностей зубцов перпендикулярно к плоскости листовой стали, а это может вызвать создание дальнейших добавочных потерь. Для их предотвращения некоторые фирмы выполняют зубцы с продольными прорезами v на торцах статорного пакета листовой стали, как показано на рис. 25-54. Целью таких прорезов является увеличение пути прохождения вихревых токов, и следовательно, и повышение омического сопро-

тивления. При применении такой конструкции обе половины разрезанного зубца следует надлежащим образом сжимать нажимными пальцами с целью предотвратить разрушение изоляции обмоток в результате колебаний, вызванных магнитным полем, и поломку зубцов.

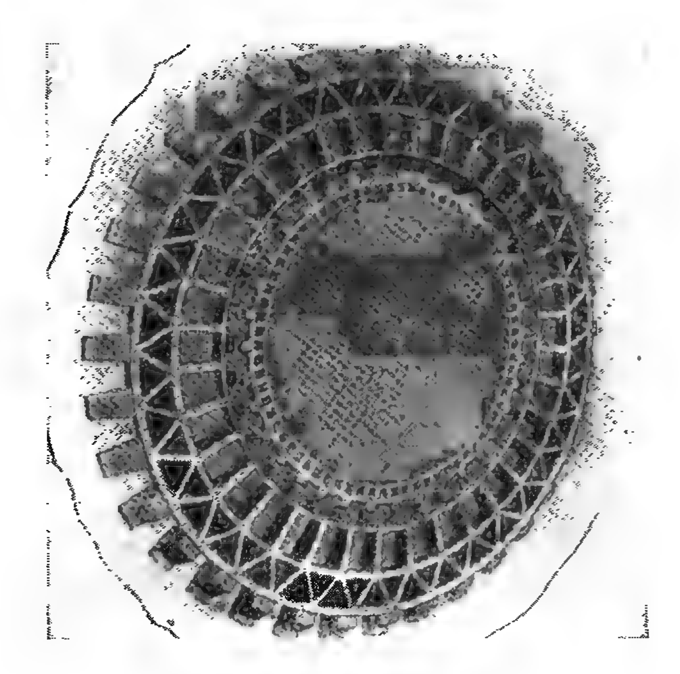


Рис. 25-57. Ребристые нажимные шайбы из чугуна марки No-Mäg.

Значительная часть лобовых потерь создается в нажимных шайбах статора. Поэтому следует по возможности увеличивать внутренний диаметр нажимной шайбы статора D_i (см. рис. 25-53) и стягивать стороны зубцов пальцами P. Последние обычно изготовляются из бронзы или, еще лучше, из антимагнитной стали, обладающей существенно большим удельным сопротивлением. Некоторые фирмы выполняют пальцы как одно целое с боковыми стягивающими сегментами (рис. 25-55), шарнирно опертыми с целью их приспособления к неровностям листовой стали.

Для предохранения от вступления магнитных силовых линий в лобовые поверхности зубцов некоторые фирмы выполняют активную длину ротора несколько меньшей чем у статора. В лобовых пространствах обмотки вблизи от воздушного зазора, где влияние реакции лобовых частей проявляется наиболее сильно, следует устранять все стальные болты и другие стальные детали и заменять их по возможности деталями из антимагнитных металлов или же из пригодных изоляционных материалов. Для уменьшения добавочных потерь в лобовых пространствах нажимные шайбы p выполняются (рис. 25-55) из

антимагнитного чугуна. Для этой цели английская фирма Ферранти Лимитед изготовила антимагнитный чугун марки No-Mag с добавкой никеля. Магнитная проницаемость этого материала $\mu = 1{,}03$, т. е. примерно такая же как и воздуха; удельное сопротивление $\varrho = 140\ \mu\Omega$см. Учитывая незначительную магнитную проницаемость этого материала нажимные шайбы статоров можно выполнять ребристыми и легковесными, как показано на рис. 25-56 и 25-57, без опасений возникновения местного нагрева, вызванного сосредоточенным магнитным потоком на ребра нажимной шайбы.

При проектировании турбоальтернаторов весьма важное значение имеют бандажные кольца на концах ротора. Бандажные кольца обычно выполняются из весьма прочной антимагнитной стали, обладающей значительной растяжимостью и малой магнитной проницаемостью, с целью уменьшения добавочных потерь в лобовых пространствах. Преимущества таких материалов следуют из результатов испытаний, проведенных Келлером[52] на двух турбоальтернаторах мощностью 20 мва, 3000 об/мин. Одна машина была снабжена магнитными, а другая антимагнитными бандажными кольцами ротора. В результате измерений были получены следующие данные:

Место	Нагрев	Магнитные бандажные кольца °C	Антимагнитные бандажные кольца °C
нажимные шайбы	вне	59	—
нажимные шайбы	в середине	73	33,5
нажимные шайбы	внутри	85	39,5
места пайки между стержнями и лобовыми частями	внешняя поверхность	84,5	93,5
места пайки между стержнями и лобовыми частями	внутренняя поверхность	150	79,5

Помимо результатов нагрева нажимных шайб и мест пайки интересны и результаты, касающиеся потерь.

	Магнитные бандажные кольца квт	Антимагнитные бандажные кольца квт
потери от короткого замыкания	450	286
потери при измерении постоянным током	57	57
добавочные потери при измерении замыканием накоротко	393	229
добавочные потери при измерении магнитного рассеяния	171	168
повышение потерь от ротора	222	61

Результаты этих измерений показывают насколько сильно влияние антимагнитных бандажных колец на роторы турбоальтернаторов. Поэтому такие бандажные кольца в настоящее время уже повсеместно применяются.

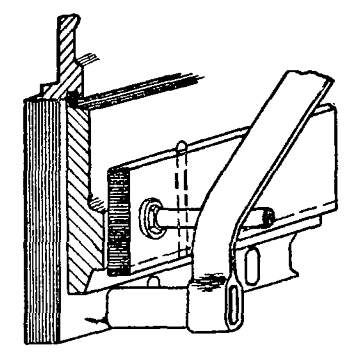


Рис. 25-58. Экранирующее кольцо.

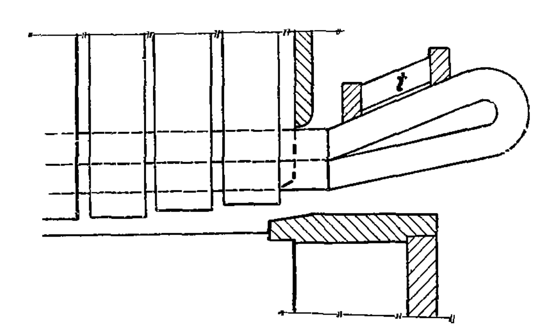


Рис. 25-59. Амортизатор добавочных потерь (ЧКД — Прага, н. п.).

Наряду с приведенными выше средствами для ограничения добавочных потерь в лобовых частях обмоток, применялись также и различные другие способы уменьшения таких потерь. Так напр., на рис. 25-58 показано экранирующее кольцо из динамной листовой стали. Назначение такого кольца — направлять магнитный поток так, чтобы он не попал в нажимные шайбы. Равным образом ставились опыты с целью экранирования нажимных шайб массивными медными пластинами. Так как медь обладает высокой проводимостью, то в пластинах создавались вихревые токи, препятствовавшие проникновению магнитного потока в нажимные шайбы. Желая добиться понижения лобовых потерь завод ЧКД-Прага, н. п. проводил испытания при помощи конического амортизатора, показанного на рис. 25-59. Магнитные потоки рассеяния на лобовых частях обмотки в амортизаторе *t* индуктировали уравнительные токи, компенсировавшие магнитное напряжение лобовых частей. Однако, повидимому, такие средства не дали удовлетворительных результатов.

26. МЕХАНИЧЕСКИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ОБМОТОК ОТ СИЛ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ

У крупных машин переменного тока следует обращать внимание на механические силы, образующиеся главным образом в лобовых частях обмотки, в особенности при коротких замыканиях. Причины возникновения коротких замыканий в электрических машинах различны. Короткие замыкания у альтернаторов могут возникнуть в результате случайного прямого замыкания некоторой фазы

на землю, далее замыкания узла на зажим некоторой фазы, или же в результате замыкания между фазами, причем короткие замыкания могут возникнуть между двумя или тремя фазами. Другой причиной возникновения коротких замыканий является неправильная синхронизация двух параллельно работающих альтернаторов. В таком случае силы короткого замыкания весьма опасны и токи могут достигнуть даже удвоенных значений токов, встречающихся при обычных коротких замыканиях. Более слабые короткие замыкания встречаются и у других машин, в особенности у асинхронных двигателей с короткозамкнутым якорем при пуске в ход. Значительные силы короткого замыкания могут образоваться также у синхронных двигателей с асинхронным разгоном.

При возникновении короткого замыкания в альтернаторе наиболее сильный удар тока наступает при первой амплитуде тока, которая постепенно уменьшается с субтранзитивной и транзитивной составляющими тока короткого замыкания вплоть до достижения своего конечного значения. При применении селективной защиты в сети альтернатор обычно с ней соединен в течение нескольких секунд пока не наступит его отключение. У крупных машин, в особенности у турбоальтернаторов, при коротком замыкании в лобовых частях обмоток образуются мощные силы. Если лобовые части обмоток в достаточной степени механически не защитить, то такие силы могут вызвать их деформацию или даже разрушение. В таких случаях в течение работы машин могут возникнуть вибрации лобовых частей. Поэтому стандарты некоторых стран предусматривают проведение испытаний на короткое замыкание, которые должны удостоверить безопасность машин при коротком замыкании. Так напр., германский стандарт VDE 0530 предусматривает положение, согласно которому ударный ток в случае короткого замыкания на зажимах при 5% повышении напряжения на зажимах, не должен превышать $\sqrt{2} \times 15$ кратное значение номинального тока.

Согласно советскому стандарту ГОСТ 183-41, синхронные машины при испытаниях на механическую безопасность должны выдержать удар тока на холостом ходу при номинальной скорости вращения и при 105% номинального напряжения на зажимах.

Североамериканский стандарт ASA C 50-1953 предусматривает проведение следующего испытания на короткое замыкание: машина должна выдержать в течение 10 секунд трехфазное короткое замыкание на зажимах при номинальной нагрузке, номинальном коэффициенте мощности и при повышении напряжения на зажимах на 5%. Более старый стандарт ASA C 50-1936 предусматривал проведение испытания на холостом ходу в течение 30 секунд при номинальной частоте и при повышении напряжения на 10%. Такое испытание допускалось лишь для новых машин.

И наконец, согласно английскому стандарту BSS-226, испытание на короткое замыкание проводится по желанию заказчика.

При расчетах динамического удара в лобовые части обмотки нас интересует первая амплитуда тока короткого замыкания в том случае, когда составляющая постоянного тока вполне развита. Рассмотрим наименее благоприятный случай короткого замыкания на зажимах машины, при котором полное сопротивление в месте короткого замыкания равно нулю. Бирманнс, в результате экспериментальных исследований, установил, что амплитуда тока короткого замыкания зависит сравнительно мало от рода короткого замыкания. Эго величина дается, в основном, фазным реактивным сопротивлением рассеяния статорной обмотки x_{1_r}, включающим главным образом рассеяние в лобовых частях обмотки, учитываемое целиком, в то время как рессеяние в пазах учитывается лишь половиной его значения. Так как такое реактивное сопротивление можно определить лишь при расчетах машины, то здесь приведем только эмпирическую формулу для максимального мгновенного значения тока короткого замыкания, приведенную в книге Рихтера[76b]

$$i_{\text{к.з.}} = \chi \frac{E}{x_{1_v}}.$$

Коэффициенты χ были определены Рихтером на основании измерений. Значения этих коэффициентов приводятся в следующей таблице:

Выполнение машины	
Машины с цилиндрическим ротором и демпфером	
с массивными зубцами	2,70
с листовыми зубцами	2,55
Машины с цилиндрическим ротором без демпфера	
с массивными зубцами	2,40
с листовыми зубцами	2,25
Машины с явновыраженными полюсами	
с демпфером и листовыми полюсными башмаками	2,25
без демпфера с массивными полюсными башмаками	2,00
без демпфера с листовыми полюсными башмаками	1,70

Следует еще заметить, что величина ударного тока короткого замыкания зависит в общем случае от различных факторов, напр. от числа фаз короткого замыкания, далее от момента возникновения короткого замыкания и от нагрузки в момент короткого замыкания и т. д. В дальнейшем приводится расчет сил короткого замыкания в лобовых частях обмотки для различных выполнений лобовых частей обмотки.

а) НАПРЯЖЕНИЯ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ КОНЦЕНТРИЧЕСКИХ ОБМОТОК

Решения проблемы сил короткого замыкания в лобовых частях концентрических обмоток были приведены Майером[50a]. В дальнейшем изложении мы

будем по существу придерживаться его работы. При решении этой проблемы следует сделать некоторые упрощающие предположения. Сначала рассмотрим случай, когда концентрические лобовые части выполняются прямыми и образуют систему параллельных проводников бесконечной длины. При таком предположении рассчитанные силы будут несколько больше, чем в действительности. Далее будем предполагать, что окружающая стальная среда обладает бесконечно большой магнитной проницаемостью и что стенки, ограничивающие эту среду, параллельны проводникам. На рис. 26-1 показаны два параллельных проводника V_1 и V_2 бесконечной длины, по которым проходят эффективные токи I_1 и I_2 с одной и той же частотой при различных фазных смещениях; расстояние между проводниками r. Вокруг проводника V_1 в определенный момент времени создается магнитное поле

$$H = \frac{0{,}2 i_1}{r} \quad [\text{а, см}],$$

где через i_1 обозначено мгновенное значение тока I_1.

В силу этого в проводнике V_2 образуется пондеромоторная сила

$$F = \frac{0{,}2 i_1}{r} 0{,}1 i_2 l = \frac{0{,}02}{r} i_1 i_2 l \quad [\text{дн, а, см}], \tag{26-1}$$

где i_2 – мгновенное значение тока I_2 и l – длина проводника. При синусоидальном изменении токов i_1 и i_2 получается

$$i_1 = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_1); \quad i_2 = I_2 \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi_2),$$

где φ_1 и φ_2 фазные смещения приведенных выше токов. Если подставить эти значения в уравнение 26-1, принимая $l = 1$ см, то получим

$$F_1 = 2{,}04 \,.\, 10^{-8} \frac{I_1 I_2}{r} \{\cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos[2\omega t - (\varphi_1 + \varphi_2)]\} \quad [\text{кг/см; а; см}]. \tag{26-2}$$

Из выведенной формулы следует, что сила F_1 состоит из двух следующих составляющих, а именно из постоянной

$$A = 2{,}04 \,.\, 10^{-8} \frac{I_1 I_2}{r} \cos(\varphi_1 - \varphi_2) = K\varrho \cos(\varphi_1 - \varphi_2), \tag{26-3}$$

где

$$K = 2{,}04 \,.\, 10^{-8} I_1 I_2; \quad \frac{1}{r} = \varrho$$

и периодической с удвоенной частотой

$$B = -2{,}04 \,.\, 10^{-8} \frac{I_1 I_2}{r} \cos[2\omega t - (\varphi_1 + \varphi_2)] =$$
$$= -K\varrho \cos[2\omega t - (\varphi_1 + \varphi_2)]. \tag{26-4}$$

Эти составляющие можно представить в графическом виде (рис. 26-2). Если предположить, что $\varphi_1 > \varphi_2$, то амплитуда

$$K_Q = 2{,}04 \,.\, 10^{-8} \varrho I_1 I_2$$

вектора A согласно уравнению (26-3) будет сдвинута на угол $(\varphi_1 - \varphi_2)$ в положительном направлении относительно нулевого положения, данного осью Y. Через концевую точку m этого вектора проходит горизонтальная ось X, от которой отсчитывается величина силы F_1. Аналогично и амплитуда периодической составляющей B согласно уравнению (26-4) будет равна

$$-K_Q = -2{,}04 \,.\, 10^{-8} \varrho I_1 I_2$$

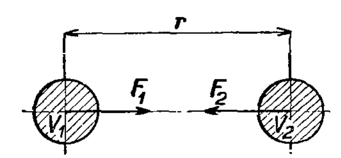


Рис. 26-1. Электродинамическое взаимодействие двух параллельных проводников.

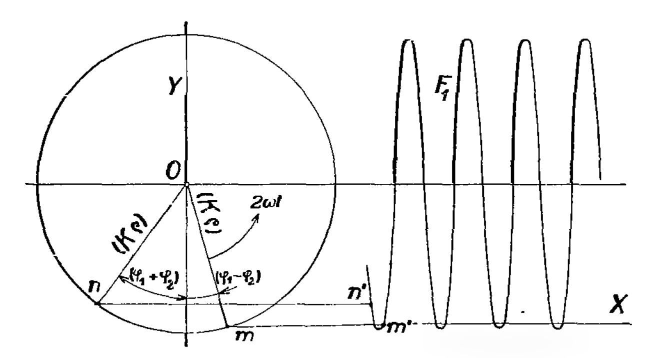


Рис. 26-2. Кривая изменения пондеромоторных сил двух параллельных проводников, обтекаемых переменным током.

и отстает на угол $-(\varphi_1 + \varphi_2)$ от оси Y. Вектор B вращается с удвоенной угловой скоростью по сравнению с токами I_1 и I_2. Проекция его концевой точки n на ось Y, измеряемая от оси X, определяет величину силы F_1. Если на ось X нанести угол $2\omega t$, а в направлении оси Y — соответствующую силу F_1, то изменение такой силы будет синусоидальное, причем ее величина в определенные моменты времени приобретает весьма малое отрицательное значение, а в иные моменты времени — весьма малое положительное значение. В случае равенства углов φ_1 и φ_2 отрицательная часть силы F_1 исчезает.

α) Графический метод

Графический метод, рассматриваемый ниже, применим в тех случаях, когда стенки M, N (рис. 26-3) составляют угол $\alpha = \pi/r$, где r — целое число. Положение магнитнопроницаемых стенок M и N следует подбирать с учетом по возможности точного совпадения с подлинным контуром стальных стенок в лобовом пространстве машины. Если предположить, что магнитная проницаемость стальных сред приближается к бесконечно большой величине, то магнитный эффект стенок (рис. 26-3) M и N можно заменить системой идеальных проводников $U_1, U_2, \ldots, U^5$, являющихся зеркальными отображениями под-

линного проводника на стенках M и N. Стенки M, N вызывают магнитное притяжение, действующее по направлению к точке пересечения стенок O. Обозначим расстояния между проводниками $\overline{U_0U_1} = r_1$, $\overline{U_0U_2} = r_2$ и т. д. Из уравнения (26-2) следует, что сила F_1 обратно пропорциональна расстоянию между проводниками r_k. Это свойство с успехом можно использовать при графическом определении влияния стенок M, N на магнитное притяжение. Если учесть, что проводник U_0 и его отображения лежат на общей окружности k,

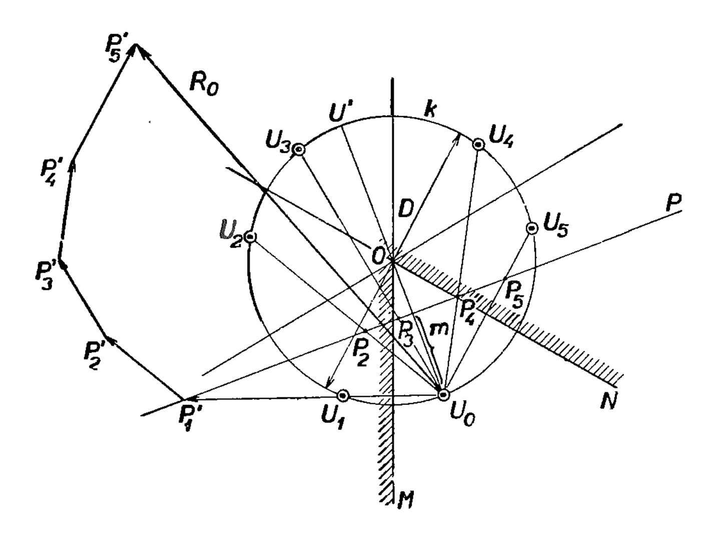


Рис. 26-3. Графическое определение влияния стальных стенок с бесконечно большой магнитной проницаемостью посредством замены стенок проводниками.

то будет очевидно, что концевые точки векторов, являющиеся инверсионными значениями $\varrho_k = 1/r_k$, будут расположены на инверсионной прямой P, перпендикулярной к соединительной линии $\overline{OU_0}$, положение которой можно выбирать на любом удалении m от центра сечения проводника U_0, при условии целесообразного выбора соответствующего масштаба. Если расстояние между точкой U^1, расположенной на окружности k, и диаметрально противоположным центром сечения проводника U_0 обозначить через D, то расстояние m прямой P от U_0 выражается уравнением

$$\frac{1}{D} = m\mu,$$

где D — диаметр окружности k и μ — соответствующий масштаб, величина которого будет

$$\mu = \frac{1}{Dm}. \qquad (26\text{-}5)$$

Если провести любой луч $\overline{U_0U_k} = r_k$, соответствующий проводнику U_k, пересекающий прямую P в точке P_k, то его инверсионное значение будет

$$\varrho_k = \frac{1}{r_k} = \overline{U_0P_k}\mu \,. \tag{26-5'}$$

Если воспользоваться формулой (26-2), где принимаем

$$I_1 = I_k = I \,; \quad \varphi_1 = \varphi_k = 0 \quad \text{и} \quad r = r_k \,,$$

то соответствующая сила будет

$$F_{1_k} = 2{,}04 \,.\, 10^{-8}\frac{I^2}{r_k}[1 - \cos 2\omega t] = 2{,}04 \,.\, 10^{-8}I^2[1 - \cos 2\omega t]\,\varrho_k \,, \tag{26-6}$$

или

$$F_{1_k} = K[1 - \cos 2\omega t]\,\varrho_k \,; \tag{26-6'}$$

при условии, что

$$K = 2{,}04 \,.\, 10^{-8}I^2 \,. \tag{26-7}$$

Результирующая сила, действующая на проводник U_0 (рис. 26-3) будет равна геометрической сумме составляющих сил

$$F_{1_0} = \sum_{k=1}^{5} F_{1_k} = K[1 - \cos 2\omega t]\sum_{k=1}^{5}\varrho_k \,. \tag{26-8}$$

Из этого следует простая графическая конструкция, так как здесь нужно произвести лишь геометрическое сложение векторов

$$\overline{U_0P_1} \mathbin{\hat{+}} \overline{U_0P_2} \mathbin{\hat{+}} \ldots \mathbin{\hat{+}} \overline{U_0P_5} = \overline{U_0P'_5} = R_0 \,.$$

На основании формулы (26-5′) можно вычислить значение

$$\varrho = \sum_{k=1}^{5}\varrho_k = R_0\mu \,,$$

так что общая сила вызванная стенками M, N с бесконечно большой магнитной проницаемостью будет

$$F_{1_0} = K\varrho[1 - \cos 2\omega t] \,;$$

после подстановки значения из уравнения (26-7) получим

$$F_{10} = 2{,}04 \,.\, 10^{-8}I^2[1 - \cos 2\omega t]\,\varrho \quad [\text{кг/см: а; см}^{-1}] \,. \tag{26-9}$$

Переменный ток в проводнике U_0 вызывает периодические импульсы, изменяющиеся от нуля до максимума с удвоенной частотой по сравнению с током проводника U_0. Направление этих импульсов дается результирующей $R_0 = \overline{U_0P'_5}$ (рис. 26-3).

Несколько более сложные условия создаются в том случае, когда между стенками M и N имеется несколько проводников, напр. два, как показано на

рис. 26-4. Если требуется определить силу взаимодействия проводников U_0 и V_0, то влияние стенок M и N и здесь заменим системой зеркальных отображений $V_1, V_2, \ldots, V_5$ проводника V_0 на этих стенках. Пусть проходит через проводник U_0 эффективный ток I_1 с фазным смещением $\varphi_1 = 0$, а через проводник V_0 — ток I_2 с фазным смещением $\varphi_2 = \varphi$. Соответствующие пондеромоторные силы вычисляются по формуле (26-2). Нам известно, что они обратно пропорциональны расстояниям между взаимодействующими проводниками. Если принять

$$\overline{U_0V_1} = r_0\,; \quad \overline{U_0V_0} = r_1\,; \ldots; \overline{U_0V_5} = r_5\,,$$

то взаимодействующие силы будут пропорциональны инверсионным значениям

$$\varrho_k = \frac{1}{r_k}\,.$$

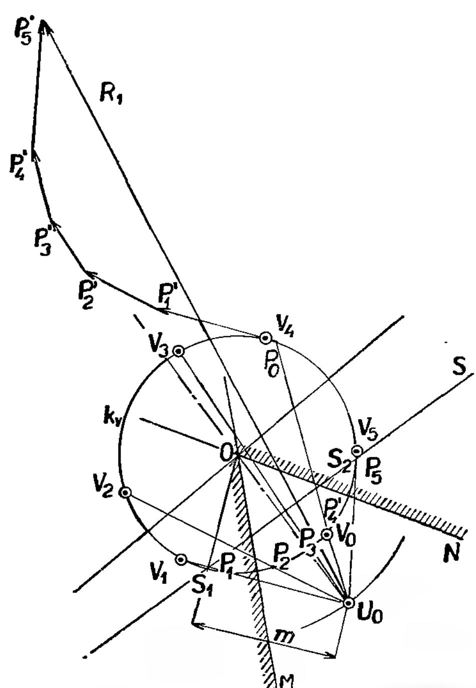


Рис. 26-4. Графическое определение влияния стенок с бесконечно большой магнитной проницаемостью на внешний проводник пары проводников.

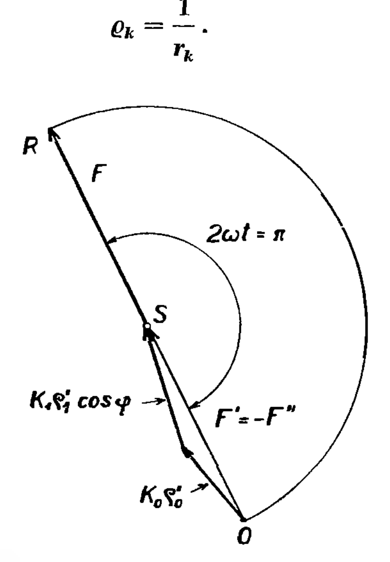


Рис. 26-5. Результирующая составляющих пондеромоторных сил.

Геометрическим местом концевых точек инверсионных векторов ϱ_k будет окружность, масштаб которой можно подобрать так, чтобы она была тождественна с первоначальной окружностью k_v. Если прямая S (рис. 26-4) является полярой к точке U_0 относительно окружности k_v, то она пересекает ее в точках S_1 и S_2. Длина касательной $\overline{U_0S_1} = \overline{U_0S_2} = m$ определяет степень точки U_0 относительно окружности k_v в виде

$$M = m^2\,.$$

Пондеромоторная сила любого проводника V_k, действующая на проводник U_0, будет пропорциональна выражению

$$\frac{K}{r_k} = \frac{M}{r_k}\left(\frac{K}{M}\right) = \frac{M}{r_k}\mu = K\varrho_k\,,$$

где

$$\mu = \frac{K}{M}\,. \tag{26-10}$$

Сила действующая на 1 см длины проводника между проводниками U_0 и V_k и здесь следует из уравнения (26-2) и отвечает

$$F_{1_k} = K\varrho_k[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]$$

причем выбираем

$$K = 2{,}04\,.\,10^{-8}I_1I_2\,.$$

Если применить графический метод решения, то получим

$$\overline{U_0P_0} \mp \overline{U_0P_1} + \ldots + \overline{U_0P_5} = \overline{U_0P_5'} = R_1\,,$$

но так как

$$\varrho = \sum_{k=0}^{5}\varrho_k = \frac{R_1}{M}\,,$$

то результирующая общей силы, действующей на 1 см длины проводника U_0, будет равна

$$F_{1_1} = K\varrho[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]\,,$$

т. е.

$$F_{1_1} = 2{,}04\,.\,10^{-8}I_1I_2[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]\,\varrho\,. \tag{26-11}$$

Результирующая сила, действующая на проводник U_0, вычисляется путем геометрического сложения составляющих сил по уравнениям (26-9) и (26-11). Притом сначала складываются постоянные и уже затем периодически переменные члены. Максимальная сила между лобовыми частями получается в тот момент времени, когда результирующие этих составляющих алгебраически складываются. Поэтому уравнение (26-9) напишем в следующем упрощенном виде

$$F_{1_0} = K_0\varrho_0'[1 - \cos 2\omega t]\,,$$

а также и уравнение (26-11) — в виде

$$F_{1_1} = K_1\varrho_1'[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]\,.$$

Затем произведем сначала геометрическое сложение (рис. 26-5) постоянных членов этих выражений, имея в виду, что составляющая $K_0\varrho_0'$ параллельна результирующей R_0 (рис. 26-3) и соответственно, составляющая $K_1\varrho_1^1$ параллельна R_1 (рис. 26-4).

Тогда имеем

$$F' = K_0\varrho_0' \mp K_1\varrho_1'\cos\varphi \equiv \overline{OS}$$

и получим результирующую постоянных составляющих, действующих между проводниками U_0 и V_k (рис. 26-4). При сложении периодических составляющих принимаем в основном положении $2\omega t = 0$ и соответствующая геометрическая сумма будет соответственно равна

$$F'' = -(K_0 \varrho_0' \mp K_1 \varrho_1' \cos\varphi) \equiv \overline{SO}\,.$$

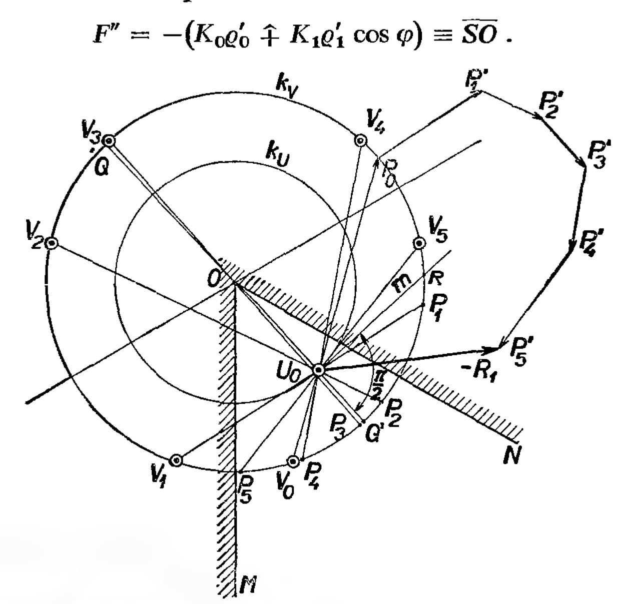


Рис. 26-6. Графическое определение влияния стенок с бесконечно большой магнитной проницаемостью на внутренний проводник пары проводников.

Из этого следует, что $F' = -F''$. При изменении угла $2\omega t$ концевая точка O вектора F'' описывает окружность вокруг центра S. Максимальные механические силы между лобовыми частями появятся при $2\omega t = \pi$, причем

$$F \equiv \overline{OR}\,.$$

Лобовые части обмотки следует обеспечивать от действия этой силы при коротком замыкании.

На рис. 26-4 приведен случай, когда проводник U_0 был расположен вне окружности k_v. И наоборот, если требуется исследовать силу, действующую на проводник U_0, расположенный внутри окружности k_v (рис. 26-6), то процесс решения следует несколько изменить. Что касается собственной силы проводника U_0, вызванной стенками M, N с бесконечно большой магнитной проницаемостью, то ранее намеченный прием решения (рис. 26-3) остается в силе, однако расчет силы между проводниками U_0 и V_0 следует изменить.

Из формулы (26-2) нам известно, что сила между двумя параллельными проводниками обратно пропорциональна расстоянию между ними. Так как концевые точки векторов

$$\overline{U_0V_0} = r_0\,; \quad \overline{U_0V_1} = r_1\,; \ldots ; \overline{U_0V_5} = r_5$$

лежат на окружности, то и концевые точки инверсионных векторов $\varrho = {}^1/r_k$ будут лежать также на окружности. Для упрощения задачи выбираем такой масштаб окружности концевых точек векторов ϱ_k, чтобы она совпадала с окружностью k_v. Если центр сечения проводника U_0 соединить с точкой O, то на окружности k_v получим две диаметрально противоположные точки Q и Q^1, для которых имеем

$$\overline{U_0Q}\,\overline{U_0Q'} = \overline{U_0R}^2 = m^2 .$$

Степень точки U_0 относительно окружности k_v выражается в виде $M = m^2$. Если через центр сечения проводника U_0 провести произвольный луч $U_0V_k = r_k$, (где $k = 0 \div 5$), пересекающий окружность k_v в точке P_k, то легко убедимся, что произведение $\overline{U_0V_k} \times \overline{U_0P_k} = m^2 = M$. Пондеромоторная сила проводника V_k пропорциональна дроби

$$\frac{K}{r_k} = \frac{M}{r_k}\left(\frac{K}{M}\right) = \frac{M}{r_k}\mu = K\varrho_k ,$$

где $\mu = K/M$ — выражает соответствующий масштаб. Общая сила, действующая на проводник U_0 от проводника V_k, определяется путем геометрического сложения векторов

$$\overline{U_0P_0} \mp \overline{U_0P_1} \mp \ldots \mp \overline{U_0P_5} = R_1 ,$$

но так как

$$\varrho = \sum_{k=1}^{5} \varrho_k = \sum_{k=0}^{5} \frac{1}{r_k} = \frac{R_1}{M} ,$$

то общая сила от проводников V_k, действующая на проводник U_0, согласно уравнению 26-2 будет равна

$$F_{1_1} = K\varrho[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] ,$$

причем фазное смещение тока I_1 будет $\varphi_1 = 0$; для тока I_2 будет $\varphi_2 = \varphi$. Если вместо K подставить соответствующее выражение, то получим

$$F_{1_1} = 2{,}04 \,.\, 10^{-8} I_1 I_2[\cos\varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]\,\varrho . \qquad (26\text{-}12)$$

Рассмотренный выше прием решения для двух проводников между стенками M, N можно распространить и на большее число проводников.

β) Расчетный метод

При графическом определении сил короткого замыкания решающее значение имеет величина угла α между стенками M, N с бесконечно большой магнитной проницаемостью; величина угла α равняется π/n, где n — целое число. Силы короткого замыкания на концентрических лобовых частях, учитывая влияние стенок с бесконечно большой магнитной проницаемостью, можно рассчитать

и в общем случае, когда угол α имеет произвольную величину. Для расчета этих сил воспользуемся ранее приведенной работой Кучеры, согласно которой распределение магнитного поля определяется по формуле

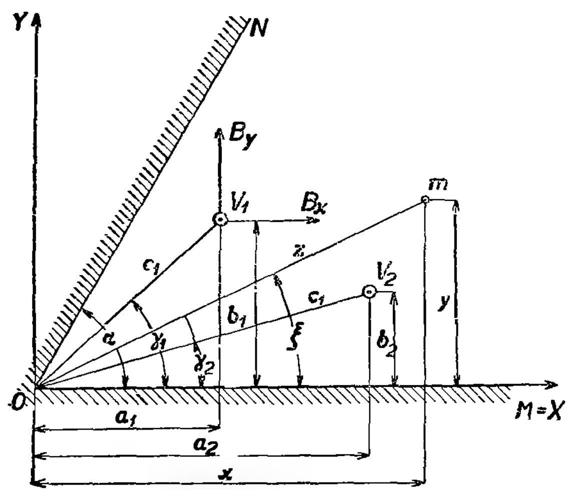


Рис. 26-7. Определение пондеромоторных сил при произвольной величине угла между стенками с бесконечно большой магнитной проницаемостью.

$$W = \Phi + \mathrm{j}\Psi = 0{,}2\sum_{k=1}^{n} I_k l_n \frac{1}{c_k'^2}\cdot$$

$$\cdot\left[\left(z^{\pi/\alpha} - a_k'\right)^2 + b_k'^2\right], \quad (26\text{-}13)$$

где Φ — магнитный поток, Ψ — магнитный потенциал и n — число проводников в лобовом пространстве. Токи I_k выражены в амперах. Положение любого k-ого проводника V_k в прямоугольной координатной системе (рис. 26-7) определяется координатами a_k, b_k. В уравнении (26-13) помимо этого имеем

$$a_k' = (c_k)^{(\pi/\alpha)}\cos\left(\frac{\pi}{\alpha}\gamma_k\right); \quad b_k' = (c_k)^{(\pi/\alpha)}\sin\left(\frac{\pi}{\alpha}\gamma_k\right); \quad (c_k') = (c_k)^{(\pi/\alpha)},$$

причем

$$c_k = a_k + \mathrm{j}b_k\,; \quad \gamma_k = \operatorname{arctg}\frac{b_k}{a_k}; \quad a_k'^2 + b_k'^2 = c_k'^2\,.$$

Координаты произвольной точки m в координатной системе X и Y выражаются комплексными числами

$$z = x + \mathrm{j}y\,,$$

или

$$z = |z|\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\xi}\,,$$

где e — основание натуральных логарифмов. Из уравнения (26-13) можно вывести составляющие магнитной индукции и соответствующий магнитный потенциал между стенками с бесконечно большой магнитной проницаемостью для произвольной точки m. Как было уже сказано ранее, при расчете добавочных потерь в лобовых частях катушек (см. уравнения (25-7) и (25-8), составляющие магнитной индукции в направлении осей X или Y выражаются в следующем виде

$$B_x = \left\{\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}z}\right\}_i = \left\{\frac{\mathrm{d}\Phi}{\mathrm{d}z} + \mathrm{j}\frac{\mathrm{d}\Psi}{\mathrm{d}z}\right\}_i =$$

$$= \frac{1{,}2566}{\alpha}\left\{\sum_{k=1}^{n} I_k\left[\left(z^{\pi/\alpha} - a_k'\right) z^{(\pi-\alpha)/\alpha} : \left(\left(z^{\pi/\alpha} - a_k'\right)^2 + b_k'^2\right)\right]\right\}_i, \quad (26\text{-}14)$$

$$B_y = \left\{\frac{d\omega}{dz}\right\}_r = \left\{\frac{d\Phi}{dz} + j\,\frac{d\Psi}{dt}\right\}_r =$$

$$= \frac{1{,}2566}{\alpha}\left\{\sum_{k=1}^{n} I_k[(z^{\pi/\alpha} - a'_k)\, z^{(\pi-\alpha)/\alpha} : ((z^{\pi/\alpha} - a'_k)^2 + b'^2_k)]\right\}_r. \qquad (26\text{-}14')$$

В этих уравнениях из знаменателя исключаем комплексное выражение, приравнивая дробь

$$[(z^{\pi/\alpha}_{\pi/\alpha} - a'_k)\, z^{(\pi-\alpha)/\alpha} : ((z^{\pi/\alpha} - a'_k)^2 + b'^2_k)] = V.$$

Если эту дробь разложить на действительную и мнимую составляющие, то получим

$$V = \frac{A}{B},$$

$$A = \left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha}\cos\left(\frac{2\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right) - a'_k|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha}\cos\left(\frac{\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right)\right] +$$

$$+ j\left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha}\sin\left(\frac{2\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right) - a'_k|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha}\sin\left(\frac{\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right)\right],$$

$$B = \left[|z|^{2\pi/\alpha}\cos\left(\frac{2\pi}{\alpha}\,\xi\right) - 2a'_k|z|^{\pi/\alpha}\cos\left(\frac{\pi}{\alpha}\,\xi\right) + c'^2_k\right] +$$

$$+ j\left[|z|^{2\pi/\alpha}\sin\left(\frac{2\pi}{\alpha}\,\xi\right) - 2a'_k|z|^{\pi/\alpha}\sin\left(\frac{\pi}{\alpha}\,\xi\right)\right].$$

Полагаем, что

$$|z|^{2\pi/\alpha}\cos\left(\frac{2\pi}{\alpha}\,\xi\right) - 2a'_k|z|^{\pi/\alpha}\cos\left(\frac{\pi}{\alpha}\,\xi\right) + c'^2_k = P_k,$$

$$|z|^{2\pi/\alpha}\sin\left(\frac{2\pi}{\alpha}\,\xi\right) - 2a'_k|z|^{\pi/\alpha}\sin\left(\frac{\pi}{\alpha}\,\xi\right) = Q_k,$$

откуда следует

$$V = \frac{(P_k - jQ_k)}{\sqrt{(P_k^2 + Q_k^2)}}\left\{\left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha}\cos\left(\frac{2\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right) - a'_k|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha}\cos\left(\frac{\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right)\right] +\right.$$

$$\left. + j\left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha}\sin\left(\frac{2\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right) - a'_k|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha}\sin\left(\frac{\pi-\alpha}{\alpha}\,\xi\right)\right]\right\}.$$

Если далее числитель разложить на действительные и мнимые члены, принимая притом

$$\frac{P_k}{\sqrt{(P_k^2 + Q_k^2)}} = \cos\mu_k; \quad \frac{Q_k}{\sqrt{(P_k^2 + Q_k^2)}} = \sin\mu_k,$$

то получим

$$V = \frac{1}{\sqrt{(P_k^2 - Q_k^2)}} \cdot$$

$$\cdot \left\{\left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha} \cos\left(\frac{2\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right) - a_k'|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha} \cos\left(\frac{\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right)\right] + \right.$$

$$\left. + \mathrm{j}\left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha} \sin\left(\frac{2\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right) - a'|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha} \sin\left(\frac{\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right)\right]\right\}.$$

Тогда после подстановки в формулу (26-14) получим

$$B_X = \frac{1{,}2566}{\alpha} \sum_{k=1}^{n} \frac{I_k}{\sqrt{(P_k^2 + Q_k^2)}} \cdot$$

$$\cdot \left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha} \sin\left(\frac{2\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right) - a_k|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha} \sin\left(\frac{\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right)\right] \quad (26\text{-}15)$$

и аналогично по (26-14′):

$$B_Y = \frac{1{,}2566}{\alpha} \sum_{k=1}^{n} \frac{I_k}{\sqrt{(P_k^2 + Q_k^2)}} \cdot$$

$$\cdot \left[|z|^{(2\pi-\alpha)/\alpha} \cos\left(\frac{2\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right) - a_k'|z|^{(\pi-\alpha)/\alpha} \cos\left(\frac{\pi - \alpha}{\alpha}\xi - \mu_k\right)\right] \quad (26\text{-}15')$$

Теперь требуется определить пондеромоторную силу, действующую на проводник V_1, с координатами $x = a_1$, $y = b_1$, $z = c_1$, через которые проходит мгновенный ток $i_1 = I_1 \underline{/\omega t + \varphi_1}$ при одновременном воздействии остальных проводников с токами $i_k = I_k \underline{/\omega t + \varphi_k}$ где φ_k — соотвествующие углы фазного смещения. В направлении оси X или Y образуются мгновенные составляющие сил на 1 см длины лобовой части

$$f_{1X} = \frac{B_Y \bar{I}_1 \underline{/\omega t + \varphi_1}}{9{,}81} 10^{-6}\ ; \quad f_{1Y} = \frac{B_X I_1 \underline{/\omega t + \varphi_1}}{9{,}81} \quad [\text{кг/см}], \quad (26\text{-}16)$$

где вместо B_X или B_Y подставим значения (26-15) или (26-15′). Результирующая мгновенной пондеромоторной силы, выраженная в комплексном виде будет

$$f_1 = f_{1X} + f_{1Y} = \frac{1{,}2566}{\alpha} \frac{10^{-6}}{9{,}81} I_1 \underline{/2\omega t + \varphi_1} \sum_{k=1}^{n} \bar{I}_k \underline{/\varphi_k - \mu_k} \cdot$$

$$\cdot \left[c_1^{(\pi-\alpha)/\alpha}(c_1^{\pi/\alpha} - a_k') : \sqrt{(P_k^2 + Q_k^2)}\right].$$

Если принять $2\omega t = 0$, то получим уравнение

$$F_1 = \frac{1{,}2809}{\alpha} I_1 \underline{/\varphi_1} \sum_{k=1}^{n} \bar{I}_k \left[(c_1^{(\pi-\alpha)/\alpha} \cdot (c_1^{\pi/\alpha} - a_k') : \sqrt{(P_k^2 + O_k^2)}\right] \underline{/\varphi_k - \mu_k} \quad [\text{кг/см}].$$

(26-17)

Модуль этой комплексной формулы выражает максимальную силу короткого замыкания, действующую на 1 см длины проводника V_1; отношение

$$\frac{F_{1x}}{F_{1Y}} = \operatorname{tg} \Psi$$

определяет направление этой силы. Аналогично можно определить и силы, действующие на остальные проводники.

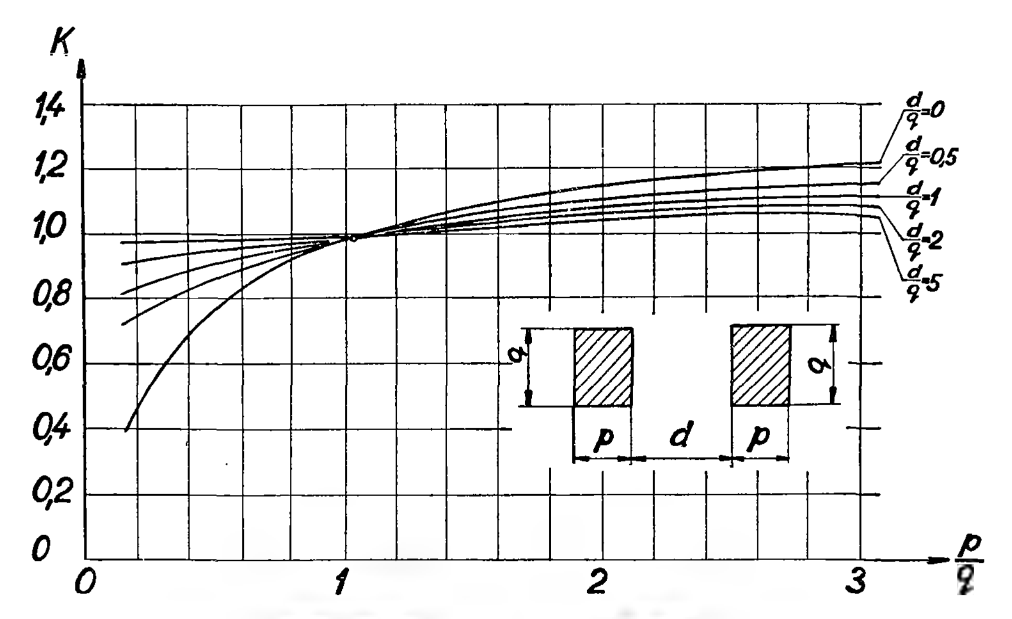


Рис. 26-8. Поправка пондеромоторных сил с учетом конечных размеров проводников.

При расчетах мы исходили из предположения, что токи концентрируются в проводниках бесконечно малого сечения. Однако в действительности размеры сечений проводников по отношению к их взаимному удалению и к удалению от стальных стенок обычно достигают значительной величины, так что при расчетах сил короткого замыкания по приведенным выше методам могут иметь место определенные отклонения от действительных условий. Для их оценки можно пользоваться сопоставительной диаграммой пондеромоторных сил, действующих между двумя параллельными проводниками прямоугольного сечения бесконечной длины по Майеру (рис. 26-8). В этой диаграмме через K обозначено соотношение между действительными и теоретически определенными силами, как функции отношения p/q, где p — ширина сечения проводника, q — его высота и d — просвет между проводниками.

И наконец остается еще сказать о силах действующих на прямые части катушек, выступающих из активного пакета листовой стали. Для определения

взаимодействия этих частей проводников конечной длины воспользуемся известным законом Био-Савара

$$dH = \frac{i\, ds \sin\varphi}{R^2}.$$

Требуется определить (рис. 26-9) действие части проводника V длиной h на произвольную точку m, лежащую на параллельном проводнике V. Согласно этому рисунку имеем

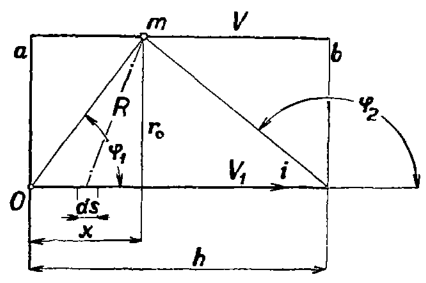


Рис. 26-9. Определение магнитного поля проводника бесконечной длины.

$$ds = d(r_0 \operatorname{cotg}\varphi) = = -\frac{r_0}{\sin^2\varphi}d\varphi; \quad R^2 = \frac{r_0^2}{\sin^2\varphi}.$$

После подстановки в приведенную выше формулу получим

$$dH = -\frac{i}{r_0}\sin\varphi\, d\varphi.$$

Магнитное поле в точке m будет

$$H = -\frac{i}{r_0}\int_{\varphi_2}^{\varphi_1}\sin\varphi\, d\varphi = \frac{i}{r_0}(\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2). \tag{26-18}$$

Затем рассмотрим среднюю величину магнитного поля вдоль проводника V между точками a, b, которую можно выразить в виде

$$H_s = \frac{i}{h}\int_0^h \frac{\cos\varphi_1 - \cos\varphi_2}{r_0}dx.$$

Произведем следующие подстановки (рис. 26-9)

$$\cos\varphi_1 = \frac{x}{\sqrt{(r_0^2 + x^2)}}; \quad \cos\varphi_2 = \frac{-(h-x)}{\sqrt{[r_0^2 + (h-x)^2]}}$$

и получим

$$H_s = \frac{i}{r_0 h}\int_{x=0}^h\left(\frac{x}{\sqrt{(r_0^2 + x^2)}} + \frac{h-x}{\sqrt{[r_0^2 + (h-x)^2]}}\right)dx.$$

После вычисления интегралов получим

$$\int_{x=0}^h \frac{x\, dx}{\sqrt{(r_0^2 + x^2)}} = \frac{1}{2}\int_{x=0}^h \frac{d(r_0^2 + x^2)}{\sqrt{(r_0^2 + x^2)}} = [\sqrt{(r_0^2 + x^2)}]_{x=0}^h = \sqrt{(r_0^2 - h^2)} - r_0$$

и аналогично

$$\int_{x=0}^h \frac{(h-x)}{\sqrt{[r_0^2 - (h-x)^2]}}dx = -\frac{1}{2}\int_{x=0}^h \frac{d[r_0^2 + (h-x)^2]}{\sqrt{[r_0^2 + (h-x)^2]}} =$$
$$= -[\sqrt{[r_0^2 + (h-x)^2]}]_{x=0}^h = \sqrt{(r_0^2 + h^2)} - r_0.$$

После подстановки в уравнение выражения для H_s найдем

$$H_s = \frac{2i}{r_0}\left[\sqrt{\left[1 + \left(\frac{r_0}{h}\right)^2\right]} - \frac{r_0}{h}\right].$$

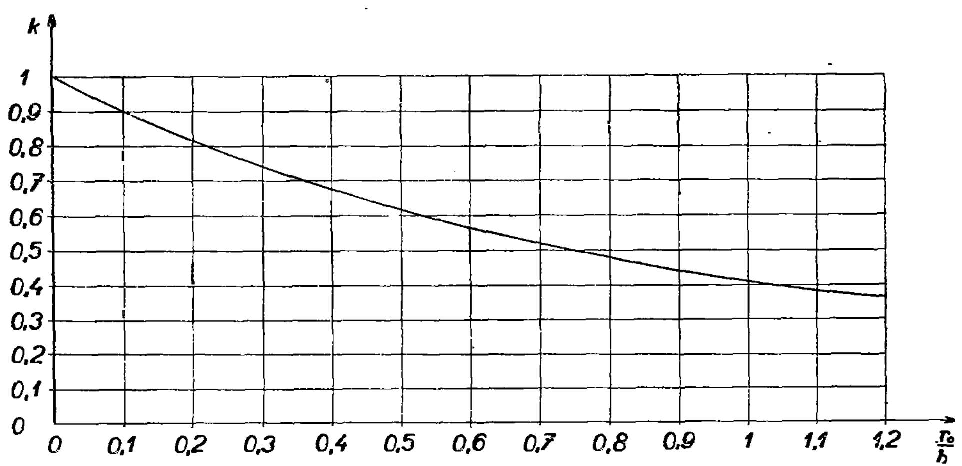


Рис. 26-10. Кривая изменений поправочного коэффициента для проводников конечной величины.

где ток i выражен в абсолютных единицах тока. Если принять, что величина h в пределе стремится к бесконечности, то получим

$$H_\infty = \frac{2i}{r_0}.$$

Отношение

$$k = \frac{H_s}{H_\infty} = \sqrt{\left[1 + \left(\frac{r_0}{h}\right)^2\right]} - \frac{r_0}{h}. \qquad (26\text{-}19)$$

характеризует степень ослабления магнитного поля, вызванного влиянием конечной длины параллельного проводника.

Если требуется определить силу, образующуюся между двумя прямыми частями проводников выступающими из пазов, длиной h и с расстоянием между ними r_0, причем через проводник V_1 проходит мгновенный ток $i_1 = \bar{I}_1 \underline{/\omega t + \varphi_1}$, а через проводник V_2 — ток $i_2 = \bar{I}_2 \underline{/\omega t + \varphi_2}$, то такая сила будет равна

$$F_p = \frac{0{,}02}{981\,000} \frac{k}{r_0} \bar{I}_1 \bar{I}_2 \underline{/2\omega t + (\varphi_1 + \varphi_2)}.$$

После преобразования получим мгновенную силу

$$F_p = 2{,}04 \,.\, 10^{-8} \frac{k}{r_0} \bar{I}_1 \bar{I}_2 \underline{/2\omega t + (\varphi_1 + \varphi_2)} \quad [\text{кг/см, а}]. \qquad (26\text{-}20)$$

Амплитуда силы получится в тот момент когда $2\omega t = -(\varphi_1 + \varphi_2)$:

$$F_{pmax} = 2{,}04 \,.\, 10^{-8} \frac{k}{r_0} \bar{I}_1 \bar{I}_2 \,. \tag{26-21}$$

Кривая изменений поправочного коэффициента k приведена в диаграмме на рис. 26-10 в виде функции отношения r_0/h.



Рис. 26-11. Деформация лобовых частей турбоальтернатора, вызванная силами короткого замыкания.

Силы короткого замыкания в концентрических обмотках могут достичь весьма значительной величины и поэтому для лобовых частей обмоток опасны. На рис. 26-11 показана фотография деформированной концентрической обмотки статора турбоальтернатора 5250 квт, 5250 в, $\cos\varphi = 0{,}7$, 3000 об/мин, более старой конструкции (1920 г.). В результате воздействия сил короткого замыкания лобовые соединения в отдельных фазах были сплющены из-за недостаточного числа распорок между соединениями.

На рис. 26-12 показано повреждение в лобовой части обмотки, образовавшееся в результате короткого замыкания; на рис. 26-13 показано повреждение лобовых частей статора двухполюсного альтернатора на двух местах одной и той же фазы. На рис. 26-14а, б, в, г показаны три одинаковых асинхронных короткозамкнутых двигателя мощностью 240 квт, 5250 в с лобовыми частями и бандажами, поврежденными силами короткого замыкания. На рис. 26-15а, б показаны те же двигатели с задней стороны машины. Лобовые части катушек были деформированы, но бандажи разорваны не были.



Рис. 26-12. Повреждение лобовых частей обмотки альтернатора, вызванное силами короткого замыкания.

Из этого видно, что силы короткого замыкания могут быть опасны и для крупных асинхронных двигателей с короткозамкнутым якорем. Такие же повреждения, часто обнаруживаемые и у двигателей на 6000 в с короткозамкнутым якорем, вызывались либо вибрациями лобовых частей при включении двигателя, либо перенапряжением от внезапного выключения статорной обмотки посредством пневматических выключателей.

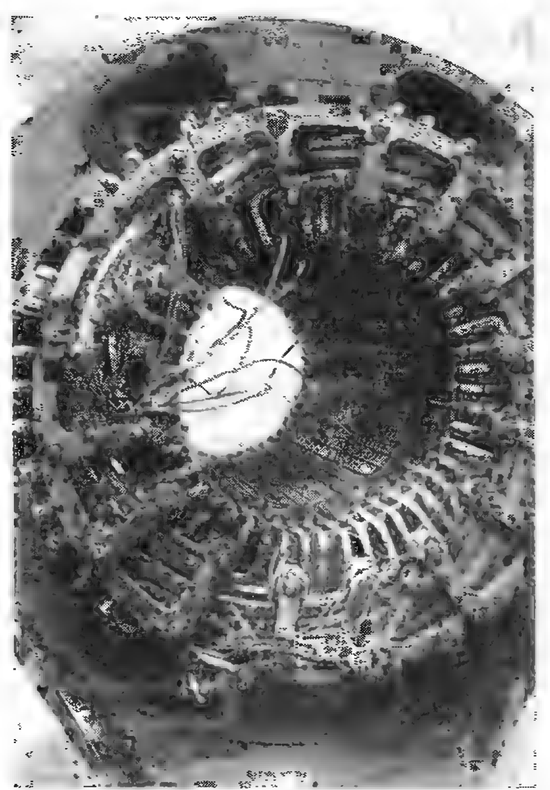


Рис. 26-13. Повреждение лобовых частей обмотки турбоальтернатора при коротком замыкании.

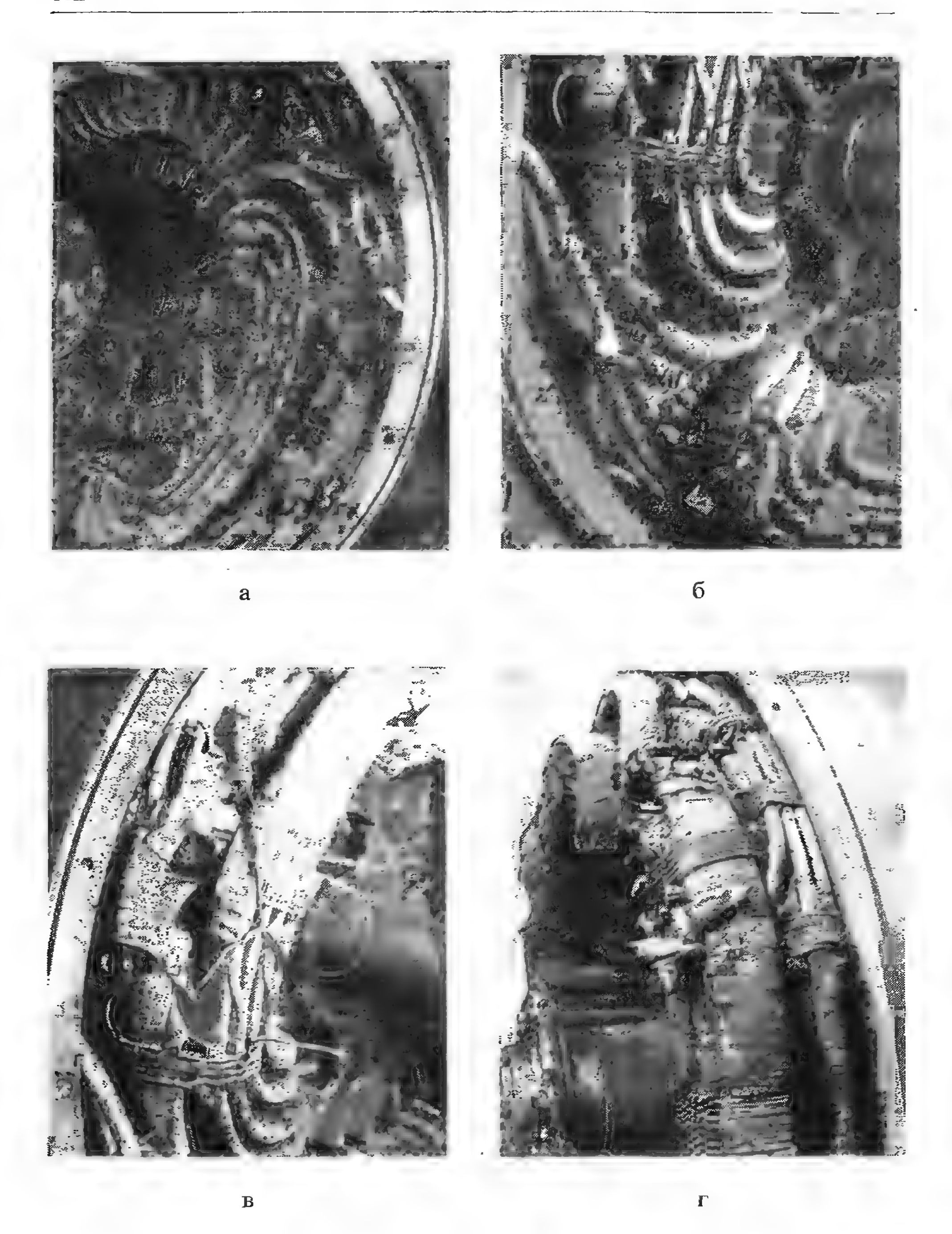


Рис. 26-14а, б, в, г. Три одинаковых асинхронных короткозамкнутых двигателя мощностью 240 квт, 5250 в, 1460 об/мин с лобовыми частями обмоток и бандажами поврежденными силами короткого замыкания. Выводы — расплавлены.

а б

Рис. 26-15а, б. Асинхронные короткозамкнутые двигатели мощностью 240 квт, 5250 в — вид с задней стороны. Лобовые части катушек деформированы, однако бандажи не были повреждены.

У обмоток с концентрическими лобовыми частями, помимо других недостатков, в весьма сильной степени проявляются силы короткого замыкания. Поэтому в последние годы предпочтение отдается распределенным обмоткам в особенности для более крупных машин.

б) НАПРЯЖЕНИЯ ЛОБОВЫХ ЧАСТЕЙ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ОБМОТОК

Анализируя силы короткого замыкания в лобовых частях распределенных обмоток следует помнить, что короткие замыкания могут возникнуть в различных местах, как например, между зажимом некоторой фазы и узлом (рис. 26-16а), или между зажимами двух фаз (рис. 26-16б), или же, наконец, между всеми фазами одновременно (рис. 26-16в). Вследствие этого могут создаваться различные большие токи короткого замыкания, достигающие максимальной величины при однофазном корот-

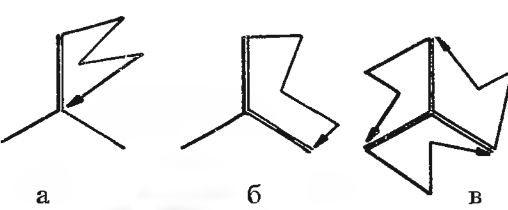


Рис. 26-16. Различные способы короткого замыкания в трехфазной обмотке.

ком замыкании между зажимом и узлом и минимальной величины при трехфазном коротком замыкании. Расположение лобовых частей может быть цилиндрическое, коническое или радиальное.

Для определения величины сил короткого замыкания в каждом отдельном случае должно быть известно магнитное напряжение.

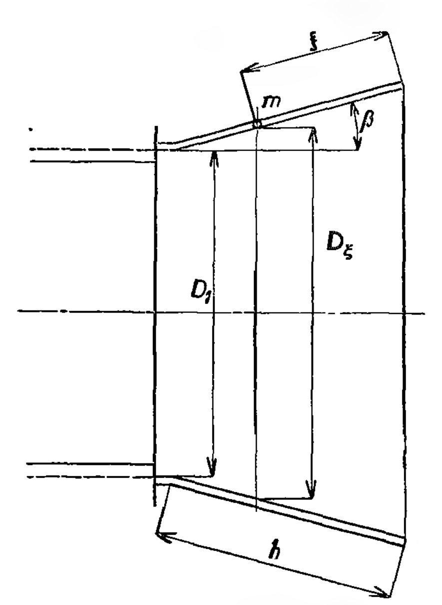


Рис. 26-17. Схематическое изображение лобовых частей для определения влияния расстояния ξ на обмоточный коэффициент.

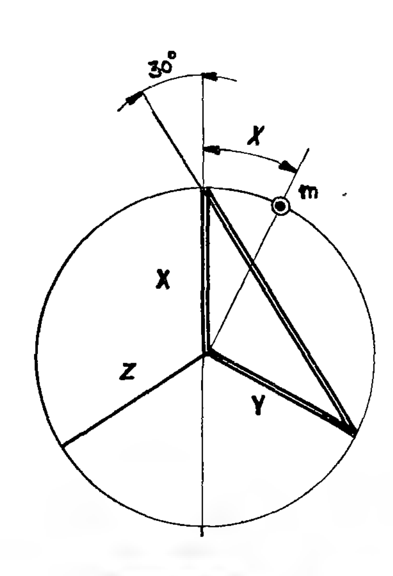


Рис. 26-18. Определение магнитного напряжения при однофазном коротком замыкании между двумя фазами.

При однофазном коротком замыкании (рис. 26-16а) в машине создается магнитное напряжение в одном направлении, величина которого выражается по формуле

$$F' = \frac{4\sqrt{2}\,.\,NI}{\pi}\left[\kappa\cos x - \tfrac{1}{3}\kappa_3\cos 3x + \tfrac{1}{5}\kappa_5\cos 5x - \tfrac{1}{7}\kappa_7\cos 7x + \right.$$
$$\left. + \tfrac{1}{9}\kappa_9\cos 9x \ldots - \ldots + \ldots\right], \qquad (26\text{-}22)$$

где N — число витков на фазу статора, I — эффективный ток статора, κ_ν — обмоточные коэффициенты, величина которых меняется по мере удаления рассматриваемой точки лобовой части обмотки от изгиба лобовой части ξ (рис. 26-17) и x — удаление точки m от оси катушки, выраженное в радианах.

Короткое замыкание между двумя фазами является также однофазным. Соответствующее распределение магнитного напряжения в лобовых частях обмотки найдем по рис. 26-18. Притом следует иметь в виду, что абсолютные

величины токов в фазах X и Y одинаковы и отличаются лишь знаком. Магнитные напряжения этих фаз можно разложить на прямую и обратную составляющие. Для прямой составляющей ν-ой гармоники фазы X в точке m (рис. 26-18) имеем

$$A_\nu \angle\underline{\omega t}\, \angle\underline{-\nu x} = A_\nu \angle\underline{\omega t - \nu x}$$

и соответственно в фазе Y

$$-A_\nu \angle\underline{\omega t}\, \angle\underline{\left(\frac{2\pi}{3} - x\right)\nu} = -A_\nu \angle\underline{\omega t - \nu x + \nu\frac{2\pi}{3}}.$$

Результирующая магнитного напряжения составляющей прямого направления ν-ой гармоники в точке m будет равна

$$A_\nu \angle\underline{\omega t - \nu x}\left[1 - \angle\underline{\nu\frac{2\pi}{3}}\right]. \qquad (26\text{-}23)$$

Аналогично, для обратной составляющей фазы X в точке m, найдем

$$B_\nu \angle\underline{\omega t + \nu x}$$

и одновременно в фазе Y будет

$$-B_\nu \angle\underline{\omega t + \nu x - \nu\frac{2\pi}{3}}.$$

Результирующая магнитного напряжения обратной составляющей в точке m будет

$$B_\nu \angle\underline{\omega t + \nu x}\left[1 - \angle\underline{\nu\frac{2\pi}{3}}\right]. \qquad (26\text{-}24)$$

Если в уравнение (26-23) и (26-24) подставить вместо $\nu = 1, 5, 7, 11$ и т. д., имея в виду, что гармоники кратные 3-м уничтожаются, то магнитное напряжение в точке m одного полюса для одного паза на полюс и фазу будет

$$F_1'' = \sqrt{3}\angle\underline{\omega t}\{A_1 \angle\underline{-x - 30^\circ} + B_1 \angle\underline{x + 30^\circ} + A_5 \angle\underline{-5x + 30^\circ} +$$
$$+ B_5 \angle\underline{5x - 30^\circ} + A_7 \angle\underline{-7x - 30^\circ} + B_7 \angle\underline{7x + 30^\circ} + A_{11} \angle\underline{-11x + 30^\circ} +$$
$$+ B_{11} \angle\underline{11x - 30^\circ} + \ldots\}. \qquad (26\text{-}25)$$

При числе проводников в пазу n_1, амплитуды отдельных гармоник будут иметь вид

$$A_1 = \frac{n_1 I\sqrt{2}}{\pi}; \quad A_5 = \frac{n_1 I\sqrt{2}}{5\pi}; \quad A_7 = -\frac{n_1 I\sqrt{2}}{7\pi}; \quad A_{11} = -\frac{n_1 I\sqrt{2}}{11\pi},$$

$$B_1 = \frac{n_1 I\sqrt{2}}{\pi}; \quad B_5 = \frac{n_1 I\sqrt{2}}{5\pi}; \quad B_7 = -\frac{n_1 I\kappa\sqrt{1}}{7\pi}; \quad B_{11} = -\frac{n_1 I\sqrt{2}}{11\pi}; \ldots$$

Введя эти значения в (26-25), получим после преобразования уравнение, выражающее магнитное напряжение одного полюса в точке m для одного паза на полюс и фазу в виде

$$F_1'' = \frac{2\sqrt{6}\,.\,n_1 I}{\pi} \underline{/\omega t}\left[\cos(x + 30°) + \tfrac{1}{5}\cos(5x - 30°) - \tfrac{1}{7}\cos(7x + 30°) - \tfrac{1}{11}\cos(11x - 30°)\ldots\right].$$

Если это уравнение умножить на произведение $2pq$, где p — число пар полюсов, а q — число пазов на полюс и фазу, и одновременно ввести обмоточные коэффициенты отдельных гармоник, принимая $pqn_1 = N$, где N — число витков в фазе, то магнитное напряжение для всей машины будет равно

$$F'' = \frac{4\sqrt{6}\,.\,NI}{\pi} \underline{/\omega t}\left[\kappa\cos(x + 30°) + \tfrac{1}{5}\kappa_5\cos(5x - 30°) - \tfrac{1}{7}\kappa_7\cos(7x + 30°) - \tfrac{1}{11}\kappa_{11}\cos(11x - 30°)\ldots\right]. \quad (26\text{-}26)$$

Сравнивая это уравнение с формулой (26-22) обнаружим, что здесь магнитное напряжение также однофазное и в $\sqrt{3}$ раза большее чем F' по уравнению (26-22), и что вектор F'' повернут в пространстве в положительном направлении на угол 30°. Обмоточные коэффициенты κ_ν изменяются по мере изменения положения рассматриваемой точки m в лобовой части обмотки в зависимости от координаты ξ. как показано на рис. 26-17.

При трехфазном коротком замыкании применяется ранее выведенная формула

$$F''' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3NI\left[\kappa\cos(\omega t - x) + \tfrac{1}{5}\kappa_5\cos(\omega t + 5x) - \tfrac{1}{7}\kappa_7\cos(\omega t - 7x) - \tfrac{1}{11}\kappa_{11}\cos(\omega t + 11x) + \ldots\right]. \quad (26\text{-}27)$$

В дальнейшем изложении ограничимся рассмотрением основной гармоники магнитного напряжения, амплитуда которой при однофазном коротком замыкании для одной пары полюсов согласно уравнению (26-22) будет равна

$$F_0' = \frac{4\sqrt{2}\,.\,N_1 I}{\pi}\kappa, \quad (26\text{-}22')$$

где $N_1 = N/p$. Аналогично, при двухфазном коротком замыкании согласно (26-26) будет

$$F_0'' = \frac{4\sqrt{6}\,.\,N_1 I}{\pi}\kappa. \quad (26\text{-}26')$$

И наконец, при трехфазном коротком замыкании из уравнения (26-27) найдем

$$F_0''' = \frac{6\sqrt{2}\,.\,N_1 I}{\pi}\kappa. \quad (26\text{-}27')$$

Как было сказано выше, обмоточные коэффициенты на конической поверх-

ности изменяются с положением рассматриваемой точки m, как показано на рис. 26-17. Обмоточный коэффициент дается выражением

$$\kappa = \kappa_r \kappa_k ,$$

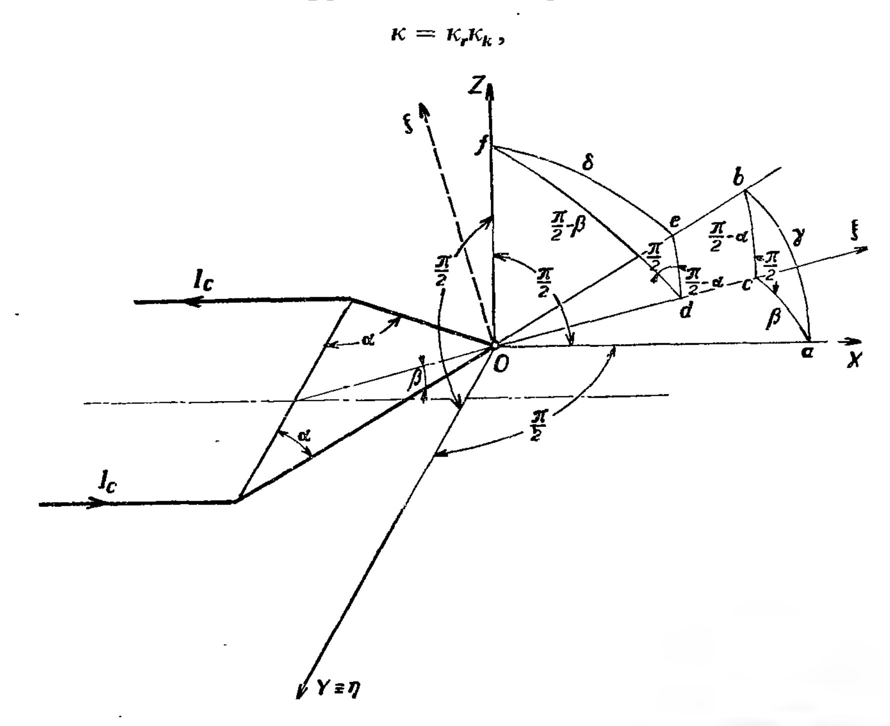


Рис. 26-19. Схематическое изображение лобовой части обмотки для определения пондеромоторных сил.

причем обмоточный коэффициент распределения κ_r остается постоянным, а шаговый коэффициент κ_k изменяется. Если обозначить минимальный диаметр на конусе лобовых частей обмотки через D_1 и соответствующий шаг обмотки через y_1, то шаговый коэффициент в точке m будет

$$\kappa_{k_\xi} = \sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{y_1}{\tau_\xi}\frac{\xi}{h}\right),$$

но так как

$$\tau_\xi = \frac{\pi D_\xi}{2p},$$

то получим

$$\kappa_{k_\xi} = \sin\left(\frac{py_1}{D_\xi}\frac{\xi}{h}\right) = \sin\lambda , \qquad (26\text{-}28)$$

где принимаем

$$\lambda = \frac{py_1}{D_\xi}\frac{\xi}{h}. \qquad (26\text{-}29)$$

Таким образом обмоточный коэффициент в точке m (рис. 26-17) будет равен

$$\kappa_\xi = \kappa_r \sin \lambda .$$

Для упрощения дальнейшего решения предположим, что цилиндрическая поверхность внутреннего диаметра статора развернута в плоскость. Далее рассмотрим коническое расположение лобовых частей по (рис. 26-19). Выберем начало O двух прямоугольных координатных систем (XYZ) и $(\xi\eta\zeta)$ в изгибе лобовой части с таким расчетом, чтобы ось X совпадала с осью машины, ось Y — с касательной крайней окружности конуса лобовых частей обмотки и ось Z была перпендикулярна к оси машины. В другой системе ось ξ совпадает с прямолинейной образующей лобового конуса, образуя с осью X угол β, ось η совпадает с осью Y и ось ζ перпендикулярна к ξ и η. Если через лобовые части одной катушки проходит ток I_c, то можно определить его составляющие в направлении осей X, Y, Z. Для этой цели построим сферический прямоугольный треугольник (a, b, c), где известны стороны $\widehat{bc} = \pi/2 - \alpha$; угол α выражает наклон вылетов в лобовых частях и $\widehat{ca} = \beta$-пространственный угол у вершины c равен $\pi/2$. Отыскивается величина стороны γ. Величина этой стороны следует из известной теоремы косинусов по теории сферической тригонометрии

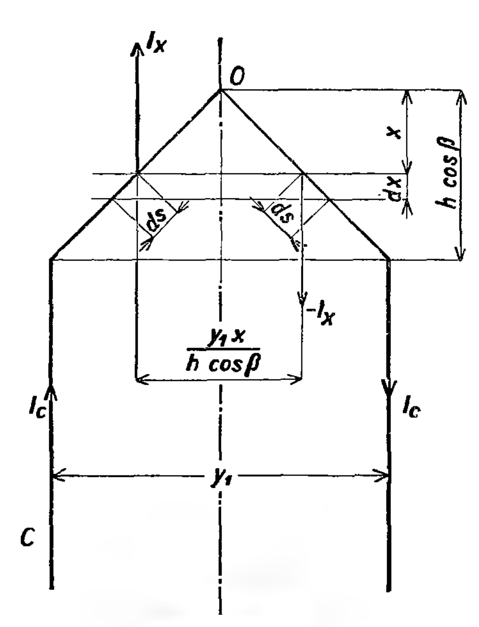


Рис. 26-20. Определение шагового коэффициента на лобовых частях обмотки.

$$\cos a = \cos b \cos c + \sin b \sin c \cos \alpha .$$

Если применить ее для треугольника (a, b, c), то выражение для угла γ можно представить в виде

$$\cos \gamma = \cos \beta \cos \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) + \sin \beta \sin \left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) \cos \frac{\pi}{2} ,$$

или же

$$\cos \gamma = \sin \alpha \cos \beta$$

и следовательно

$$I_X = I_c \cos \gamma = I_c \sin \alpha \cos \beta . \tag{26-30}$$

Из рис. 26-19 далее следует

$$I_Y = I_c \cos \alpha . \tag{26-31}$$

Составляющая I_Z определяется из сферического треугольника (d, e, f), где

$$\widehat{de} = \frac{\pi}{2} - \alpha\,; \quad \widehat{df} = \frac{\pi}{2} - \beta\,; \quad \widehat{fe} = \delta$$

и пространственный угол

$$(edf) = \frac{\pi}{2}\,.$$

Тогда получим

$$\cos\delta = \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right) + \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)\sin\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)\cos\frac{\pi}{2}$$

и следовательно

$$\cos\delta = \sin\alpha\sin\beta\,,$$

откуда

$$I_Z = I_c\sin\alpha\sin\beta\,. \tag{26-32}$$

В правильности результатов (26-30), (26-31) и (26-32) можно убедиться в результате сложения квадратов

$$I_X^2 + I_Y^2 + I_Z^2 = I_c^2\,.$$

Рассмотрим поведение магнитных напряжений составляющих тока I_X, I_Y, I_Z. Для определения магнитного напряжения составляющей тока I_X по (26-30) построим (см. рис. 26-20) проекцию лобовой части катушки C на плоскость (X, Y). Если на расстоянии x от начала O провести две бесконечно близкие параллельные плоскости, перпендикулярные к оси X, то эти плоскости в лобовых частях катушки C отсекут два элемента проводников ds и ds'. Аксиальные составляющие тока в этих элементах I_X и $-I_X$. Они вызывают в лобовых частях обмотки магнитные напряжения

$$F_X = \frac{F_0}{\varkappa_k}\sin\lambda\sin\alpha\cos\beta\,, \tag{26-33}$$

где F_0 — амплитуда магнитного напряжения у воздушного зазора, отвечающая одному из уравнений (26-22'), (26-26') или (26-27'), в зависимости от вида короткого замыкания, и $\varkappa_k$ шаговый коэффициент по диаметру статора. Шаговый коэффициент $\sin\lambda$ в рассматриваемом месте лобовых частей обмотки согласно рис. 26-20 будет равен

$$\sin\lambda = \sin\left(\frac{py_1}{D_\xi}\,\frac{x}{h\cos\beta}\right). \tag{26-34}$$

При $x = 0$, шаговый коэффициент равен нулю; при $x = h\cos\beta$ он достигнет своего максимального значения $\varkappa_k$. Силовые линии, вызванные этим магнитным напряжением, проходят примерно в плоскостях перпендикулярных к оси

машины параллельно торцевой поверхности пакета активной листовой стали. Магнитную радиальную индукцию, вызванную этим магнитным напряжением, можно приближенно определить по работе Кучеры[49c]. Так например у турбоальтернатора, роторные бандажи которого изготовлены из магнитного материала, создается примерно следующая максимальная индукция

$$B_{Z_X} \doteq 0{,}4\pi A_\xi \sqrt{2}\, \kappa_r \sin\lambda \sin\alpha \cos\beta \,.$$

После преобразования получим

$$B_{Z_X} \doteq 1{,}78 A_\xi \kappa_r \sin\lambda \sin\alpha \cos\beta \,. \qquad (26\text{-}35)$$

Вблизи воздушного зазора будет

$$\sin\lambda = \sin\left(\frac{py_1}{D_1}\right).$$

В начале O (рис. 26-20) будет $\sin\lambda = 0$. Если бандажные кольца ротора изготовлены из антимагнитного материала, как это обычно делается, или же если имеем дело с альтернатором с явновыраженными полюсами, то индукция будет половинная

$$B_{Z_X} \doteq 0{,}2\pi A_\xi \sqrt{2}\, \kappa_r \sin\lambda \sin\alpha \cos\beta \,,$$

или же

$$B_{Z_X} \doteq 0{,}89 A_\xi \kappa_r \sin\lambda \,.\, \sin\alpha \,.\, \cos\beta, \qquad (26\text{-}35')$$

где A_ξ — эффективная линейная плотность тока на расстоянии ξ, κ_r обмоточный коэффициент распределения. Значение A_ξ можно представить в виде

$$A_\xi = \frac{2mNI}{\pi D_\xi},$$

где m — число фаз, N — число витков на фазу, I — эффективный ток в фазе и D_ξ — диаметр лобового конуса в точке m, согласно рис. 26-17. Если известна индукция B_{Z_X}, то можно рассчитать соответствующие составляющие силы короткого замыкания. В направлении оси X будет действовать сила

$$P_{X_X} = \frac{B_{Z_X} I_Y}{9\,810\,000} = (1{,}81 \text{ или } 0{,}91)\, A_\xi I_c \kappa_r \sin\lambda \sin\alpha \cos\beta \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]\,, \qquad (26\text{-}36)$$

а в направлении оси Y получим силу

$$P_{Y_X} = \frac{B_{Z_X} I_X}{9\,810\,000} = (1{,}82 \text{ или } 0{,}91)\, A_\xi I_c \kappa_r \sin\lambda (\sin\alpha \cos\beta)^2 \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]\,. \qquad (26\text{-}37)$$

Рассмотрим детально составляющую тока $I_Y = I_\eta = I_c \cos\alpha$. Определим соответствующее магнитное напряжение, следующее из соотношения

$$F_Y = \frac{F_0}{2\kappa_k} \sin\lambda\,, \qquad (26\text{-}38)$$

где κ_k — шаговый коэффициент по внутреннему диаметру статора и

$$\sin\lambda = \sin\left(\frac{py_1}{D_\xi}\frac{\xi}{h}\right). \tag{26-39}$$

Подставим вместо величины F_0 амплитуду магнитного напряжения из соответствующей формулы (26-22′), (26-26′) или (26-27′), в зависимости от вида короткого замыкания. Пусть силовые линии (рис. 26-21) выходят из торца статорного пакета турбоальтернатора и входят в магнитное бандажное кольцо ротора или в корпус ротора, в том случае, когда бандажное кольцо — антимагнитное. У альтернатора с явновыраженными полюсами можно предполагать, что силовые линии заканчиваются в полюсных башмаках или сердечниках. В первом случае можно считать, что длина c силовых линий равняется примерно четверти окружности, в другом случае — полуокружности c_1. Для более точного их определения следует применить один из графических методов, например метод Лемана. Из рис. 26-21 имеем

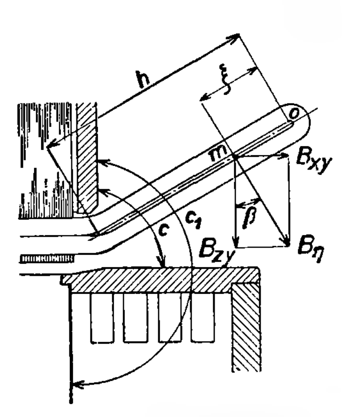


Рис. 26-21. Схематическое изображение лобового пространства обмотки для определения составляющих пондеромоторных сил.

$$B_{X_Y} = \frac{0{,}4\pi F_0}{2\kappa_k c}\sin\lambda\sin\beta \doteq 0{,}63\,\frac{F_0}{\kappa_k c}\sin\lambda\sin\beta,$$

$$B_{Z_Y} = \frac{0{,}4\pi F_0}{2\kappa_k c}\sin\lambda\cos\beta \doteq 0{,}63\,\frac{F_0}{\kappa_k c}\sin\lambda\cos\beta.$$

Эти магнитные поля создают дальнейшие составляющие пондеромоторных сил:

$$P_{X_Y} = \frac{B_{Z_Y} I_Y}{9\,810\,000} \doteq \frac{0{,}63}{9\,810\,000}\,\frac{F_0 I_c}{\kappa_k c}\sin\lambda\cos\alpha\cos\beta \doteq$$

$$\doteq 0{,}64\,\frac{F_0 I_c}{\kappa_k c}\sin\lambda\cos\alpha\cos\beta\,.\,10^{-7}\quad [\text{кг/см}] \tag{26-40}$$

и аналогично

$$P'_{Y_Y} = \frac{B_{Z_Y} I_X}{9\,810\,000} \doteq \frac{0{,}63}{9\,810\,000}\,\frac{F_0 I_c}{\kappa_k c}\sin\lambda\sin\alpha\cos^2\beta =$$

$$= 0{,}64\,\frac{F_0 I_c}{\kappa_k c}\sin\lambda\sin\alpha\cos^2\beta\,.\,10^{-7}\quad [\text{кг/см}], \tag{26-41}$$

$$P''_{Y_Y} = \frac{B_{X_Y} I_Z}{9\,810\,000} \doteq \frac{0{,}63}{9\,810\,000}\,\frac{F_0 I_c}{\kappa_k c}\sin\lambda\sin\alpha\sin^2\beta =$$

$$= 0{,}64\,\frac{F_0 I_c}{\kappa_k c}\sin\lambda\sin\alpha\sin^2\beta\,.\,10^{-7}\quad [\text{кг/см}]. \tag{26-41'}$$

Соединяя два последних выражения получим

$$P_{Y_Y} = P'_{Y_Y} + P''_{Y_Y} \doteq 0{,}64 \frac{F_0 I_c}{\kappa_k c} \sin\lambda \sin\alpha \,.\, 10^{-7} \,. \quad [\text{кг/см}] \qquad (26\text{-}42)$$

И наконец рассчитаем составляющие сил, создаваемые составляющей $I_Z = I_c \sin\alpha \sin\beta$. Реактивные составляющие I_Z определяются аналогично, как и составляющие тока I_X (см. рис. 26-22).

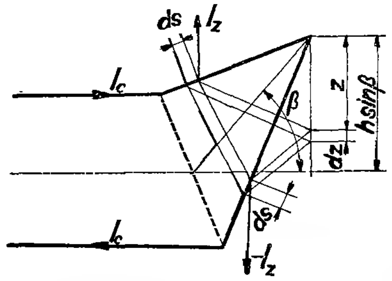


Рис. 26-22. Схематическое изображение лобовой части обмотки для определения радиальных составляющих пондеромоторных сил.

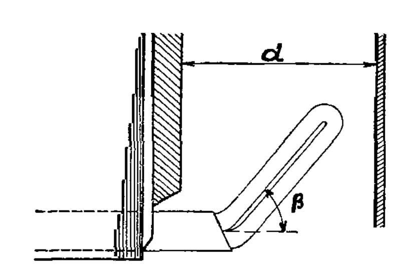


Рис. 26-23. Устройство лобовых частей обмотки.

Соответствующее магнитное напряжение будет

$$F_Z = \frac{F_0}{\kappa_k} \sin\lambda \sin\alpha \sin\beta \,, \qquad (26\text{-}43)$$

где вместо F_0 подставим значение, соответствующее виду короткого замыкания в уравнениях (26-22′), (26-26′) или (26-27′). Здесь принимаем

$$\sin\lambda = \sin\left(\frac{py_1}{D_\xi} \frac{z}{h\sin\beta}\right). \qquad (26\text{-}44)$$

Для $z = 0$ получим $F_Z = 0$, для $z = h \sin\beta$ значение F_Z будет максимальным. Предположим, что магнитные линии выходят перпендикулярно из торцевой поверхности статорного пакета и входят перпендикулярно в щит обмотки параллельно оси X (рис. 26-23) проходя два раза путь d. Магнитное напряжение (26-43) вызывает магнитную индукцию

$$B_{X_Z} = \frac{0{,}4\pi F_Z}{2d} = 0{,}2\pi \frac{F_0}{\kappa_k d} \sin\lambda \sin\alpha \sin\beta \,. \qquad (26\text{-}45)$$

Тогда в направлении оси Y образуется дальнейшая составляющая пондеромоторной силы:

$$P_{Y_Z} = \frac{B_{X_Z} I_z}{9\,810\,000} = \frac{0{,}2\pi}{9\,810\,000} \frac{F_0 I_c}{\kappa_k d} \sin\lambda (\sin\alpha \sin\beta)^2 \,.$$

После преобразования получим

$$P_{Y_Z} = 0{,}64 \frac{F_0 I_c}{\kappa_k d} \sin \lambda (\sin \alpha \sin \beta)^2 \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]\,. \tag{26-46}$$

И наконец, в направлении оси Z образуется составляющая

$$P_{Z_Z} = \frac{B_{X_Z} I_y}{9\,810\,000} = \frac{0{,}2\pi}{9\,810\,000} \frac{F_0 I_c}{\kappa_k d} \sin \lambda \sin \alpha \cos \alpha \sin \beta \,,$$

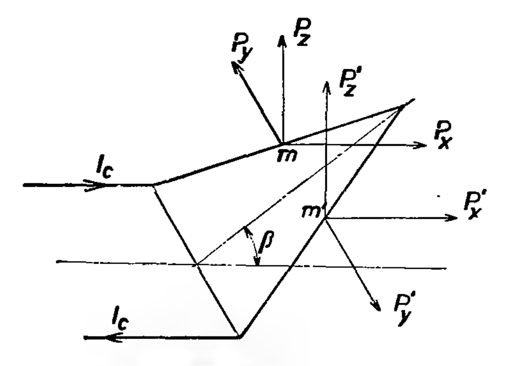


Рис. 26-24а. Действие составляющих пондеромоторных сил на лобовую часть обмотки.

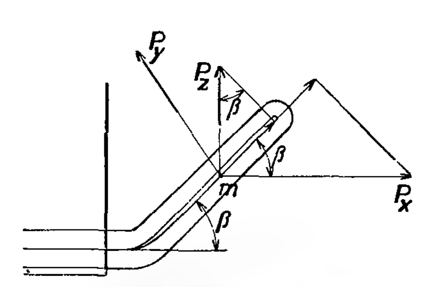


Рис. 26-24б. Определение силы, действующей на обмоткодержатели.

которая после преобразования пример вид

$$P_{Z_Z} = 0{,}64 \frac{F_0 I_c}{\kappa_k d} \sin \lambda \sin \alpha \cos \alpha \sin \beta \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]\,. \tag{26-47}$$

Обобщив приведенные выше результаты получим следующие силы: в направлении оси X действует сила, выведенная из уравнений (26-36) и (26-40):

$$P_X = \left[(1.81 \text{ или } 0{,}91)\, A_\xi \kappa_r \sin \alpha + 0{,}64 \frac{F_0}{\kappa_k c}\right] I_c \sin \lambda \cos \alpha \cos \beta \,.\, 10^{-7}\,. \quad [\text{кг/см}] \tag{26-48}$$

В направлении оси Y действует сила, следующая из уравнений (26-37), (26-42) и (26-46)

$$P_Y = \left[(1{,}81 \text{ или } 0{,}91)\, A_\xi \kappa_r \sin \alpha \cos^2 \beta + 0{,}64 \frac{F_0}{\kappa_k} \left(\frac{1}{c} + \frac{1}{d} \sin \alpha \sin^2 \beta\right)\right] .$$
$$.\, I_c \sin \lambda \sin \alpha \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]\,. \tag{26-49}$$

И наконец, в направлении оси Z действует сила согласно уравнению (26-47)

$$P_Z = P_{Z_Z} = 0{,}64 \frac{F_0 I_c}{\kappa_k d} \sin \lambda \sin \alpha \cos \alpha \sin \beta \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]\,.$$

Результирующая сила, действующая на 1 см длины проводника, следует из равенства

$$P = \sqrt{(P_X^2 + P_Y^2 + P_Z^2)}\,. \tag{26-50}$$

Направление отдельных составляющих сил P_X, P_Y, P_Z, действующих на вылеты катушки, показано на рис. 26-24а.

Для проектирования опор должны быть известны составляющие сил, действующие на отдельные опоры. На обмоткодержатели лобовых частей (рис. 26-24б) действует давление

$$P_k = -P_X \sin\beta + P_Z \cos\beta \quad [\text{кг/см}]\,. \tag{26-51}$$

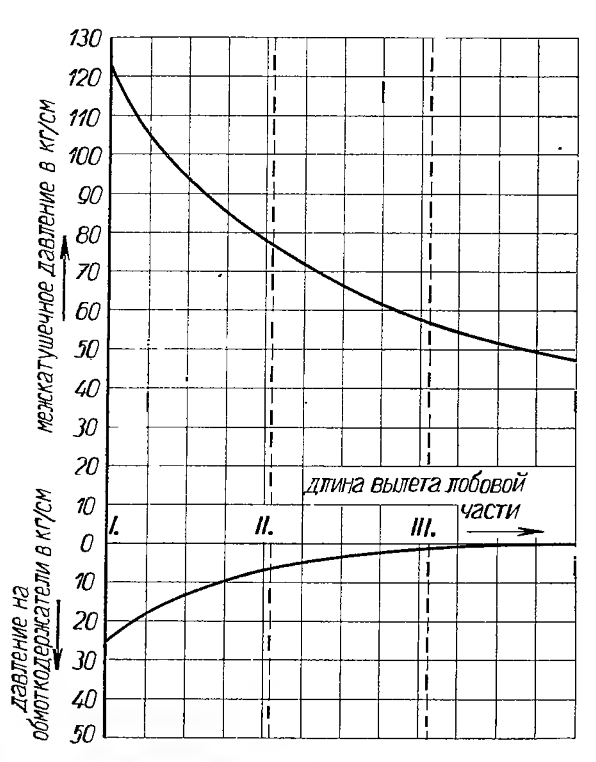


Рис. 26-25. Кривые сил, действующих на распорки между лобовыми частями обмоток и на обмоткодержатели.

На катушечные распорки действует сила

$$P_r = \sqrt{[(P_X \cos\beta + P_Z \sin\beta)^2 + P_Y^2]} \quad [\text{кг/см}]\,. \tag{26-52}$$

Кривая изменения этих сил вдоль лобовой части катушки показана на диаграмме (рис. 26-25). Максимальные силы короткого замыкания обнаруживаются вблизи воздушного зазора, в то время как в изгибах лобовых частей их влияние незначительно. Поэтому лобовые части катушек в этих местах следует хорошо укреплять.

Следует еще отметить, что на силы короткого замыкания в лобовых частях катушек влияют также магнитные поля рассеяния, замыкаемые через воздух вне стали. Определение таких сил упрощается, если предположить, что вылеты лобовых частей катушек расположены параллельно и настолько длинны, что их можно считать бесконечно длинными проводниками. При расчете этих сил достаточно взять две смежные группы лобовых частей обмотки. Что касается взаимодействия нижнего и верхнего слоев лобовых частей катушек, то таковым, ввиду их перпендикулярного положения друг относительно друга, можно пренебречь.

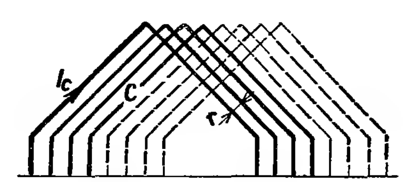


Рис. 26-26. Пондеромоторные силы, действующие между смежными группами лобовых частей.

Магнитные поля рассеяния образуют в лобовых частях катушки две составляющие пондеромоторных сил, одна из которых создается токами в лобовых частях самой группы, а другая — взаимодействием двух смежных групп. На рис. 26-26 показаны две смежные лобовые группы. Если обозначить общий ток в одной катушке через I_c, расстояние между осями катушек через r, причем в одной фазе взаимодействует q катушек, то на крайние проводники полюсно-фазной группы будет действовать сила

$$P_{c_1} = 2{,}04 \cdot 10^{-8} \frac{I_c^2}{r} (1 + \cos 2\omega t) \left(\sum_{k=1}^{q-1} \frac{1}{k} \right) \quad [\text{кг/см}]. \qquad (26\text{-}53)$$

По мере продвижения от крайнего проводника группы к среднему эта сила уменьшается и в центре группы уже равняется нулю. Предположим, что через смежную группу проходят токи, сдвинутые по фазе относительно первой группы на угол φ. На крайний вылет лобовой части C первой группы (рис. 26-26) будет действовать сила от смежной фазы

$$P_{c_2} = -2{,}04 \cdot 10^{-8} \frac{I_c^2}{r} [\cos \varphi + \cos (2\omega t - \varphi)] \left(\sum_{k=1}^{q} \frac{1}{k} \right) \quad [\text{кг/см}]. \qquad (26\text{-}54)$$

Результирующая сила, действующая на вылет катушки C, определяется суммой

$$P_c = P_{c_1} + P_{c_2} = 2{,}04 \cdot 10^{-8} \frac{I_c^2}{r} \left\{ [1 + \cos 2\omega t] \left(\sum_{k=1}^{q-1} \frac{1}{k} \right) - \right.$$

$$\left. - [\cos \varphi + \cos (2\omega t - \varphi)] \left(\sum_{k=1}^{q} \frac{1}{k} \right) \right\} \quad [\text{кг/см}]. \qquad (26\text{-}55)$$

Максимум этой силы короткого замыкания будет приближенно равен

$$P_{c\max} = 4{,}08 \cdot 10^{-8} \frac{I_c^2}{r} \left[\sum_{k=1}^{q-1} \frac{1}{k} - \cos \varphi \sum_{k=1}^{q} \frac{1}{k} \right] \quad [\text{кг/см}]. \qquad (26\text{-}56)$$

Подлинная сила будет несколько меньше, так как токи в лобовых частях катушек не концентрируются в бесконечно тонких волокнах и помимо этого длина рассматриваемых проводников конечна.

У трехфазных машин с незамкнутой обмоткой угол $\varphi = 60°$ вследствие чего уравнение (26-56) упрощается

$$P_{cmax} = 4{,}08 \cdot 10^{-8} \frac{I_c^2}{r} \left[\sum_{k=1}^{q=1} \frac{1}{k} - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{q} \frac{1}{k} \right] \text{[кг/см]} . \qquad (26\text{-}56')$$

Эту силу надо прибавить к силе P по уравнению (26-52) и получим результирующее давление между катушками.

Ниже приводится пример расчета сил короткого замыкания в лобовых частях обмотки турбоальтернатора, выполненного на заводе В. И. Ленина, н. п. Пльзень.

Пример расчета сил короткого замыкания в лобовых частях статорной обмотки (рис. 26-27)

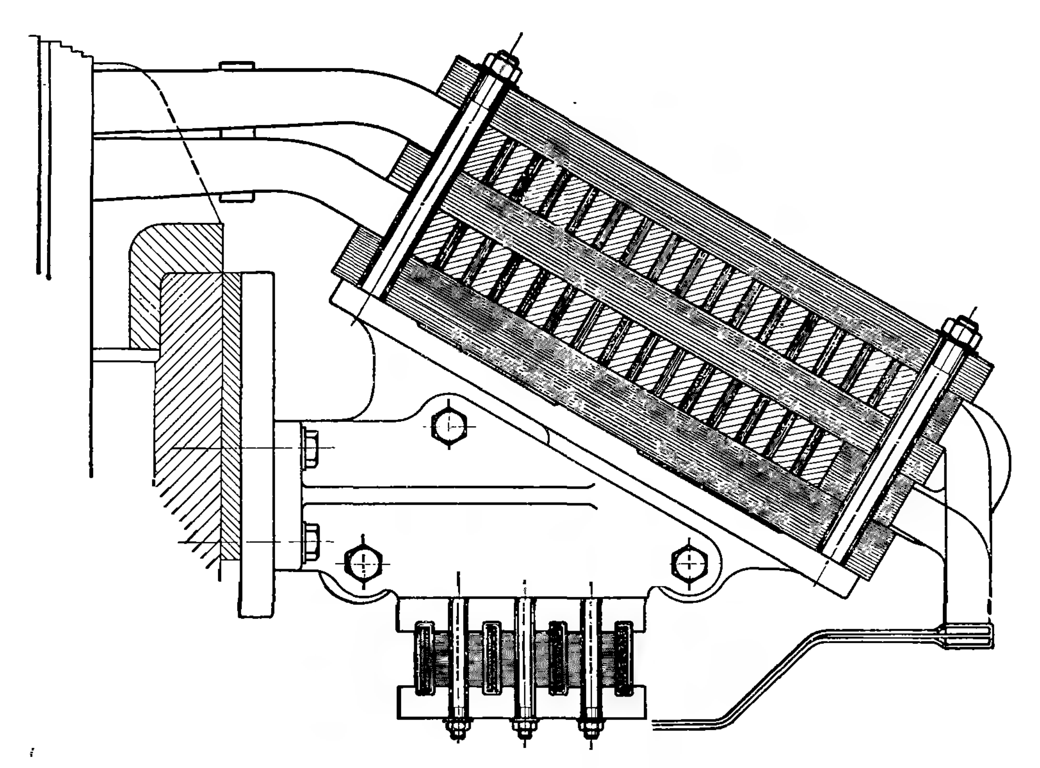


Рис. 26-27. Крепление лобовых частей обмотки против сил короткого замыкания (ЗВИЛ н. п.).

ГЛАВНЫЕ ДАННЫЕ

Мощность машины	62,5 мва
скорость вращения	3000 об/мин.
частота	50
напряжение	10,5 кв
ток	3440 а
коэффициент мощности	$\cos\varphi = 0{,}8$
ток короткого замыкания	$I_k = 20 \,.\, 3440 \doteq 69\,000$ а
ток короткого замыкания в катушке	$I_c = 34\,500$ а
диаметр статора	$D = 1010$ мм
число пазов статора	$N_a = 72$
шаг обмотки	$y_{a_1} = 30$
глубина паза	150 мм
ширина паза	22 мм
обмотка	двухслойная
число проводников в пазу	2
число параллельных ветвей	$a = 2$
ток короткого замыкания в ветви	$I_a = 34\,500$ а
число витков на фазу	$N_f = 12$
выступ ровной части проводников из стали	250 мм
вылет лобовых частей	250 + 600 мм
длина лобовой части	2452 мм
расстояние между осями лобовых частей катушек	$s = 31\,586$ мм
наклон вылетов	$\alpha = 37°52'35''$
	$\cos\alpha = 0{,}89727$
	$\sin\alpha = 0{,}61422$
отклонение лобовых частей от оси машины	$\beta = 30°$
вид лобовой части катушки изображен на рис. 26-28, обмоточный коэффициент	$\kappa = 0{,}92287$

обмоточный коэффициент распределения

$$\kappa_r = \frac{\sin\left(\frac{12}{36}\,90°\right)}{12\sin\left(\frac{1}{36}\,90°\right)} = \frac{\sin 30}{12\sin 2{,}5°} = \frac{0{,}5}{12 \,.\, 0{,}04362} = 0{,}95481\,,$$

коэффициент шага

$$\kappa_k = \sin\left(\tfrac{30}{60}90°\right) = \sin 75° = 0{,}96593\,,$$

коэффициенты шага лобовых частей обмотки согласно рис. 26-29 и уравнению (26-28):

точка *I*

$$\sin\lambda_1 = \sin\left(\frac{1542}{1180}\,\frac{600}{600}\,\frac{180°}{\pi}\right) = \sin 75° = 0{,}96593\,,$$

точка *II*

$$\sin \lambda_2 = \sin\left(\frac{1542}{1380}\frac{400}{600}\frac{180^\circ}{\pi}\right) = \sin 42^\circ 36' 20'' = 0{,}67815\,,$$

точка *III*

$$\sin \lambda_3 = \sin\left(\frac{1542}{1580}\frac{200}{600}\frac{180^\circ}{\pi}\right) = \sin 18^\circ 39' 18'' = 0{,}31908\,.$$

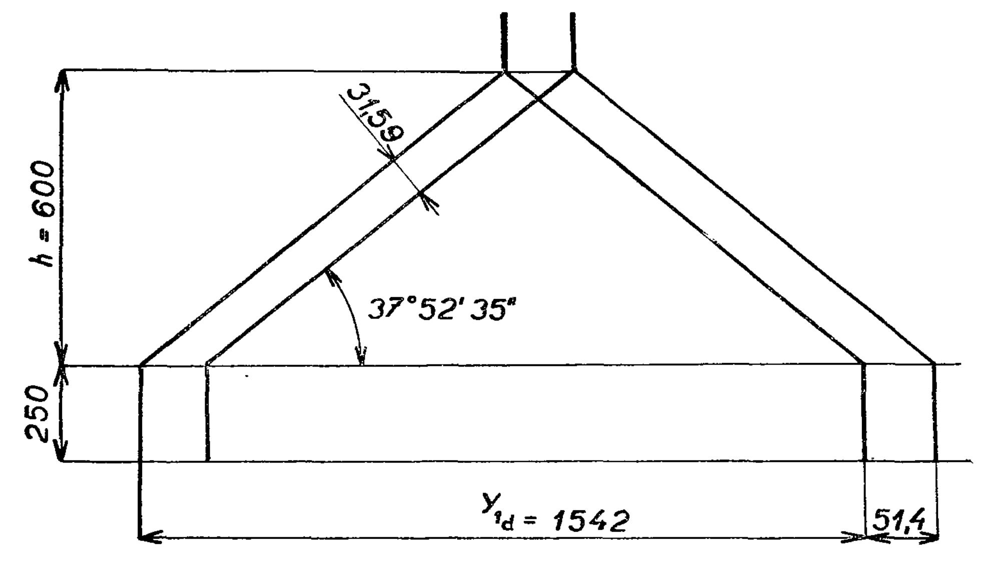


Рис. 26-28. Эскиз лобовых частей для расчета пондеромоторных сил.

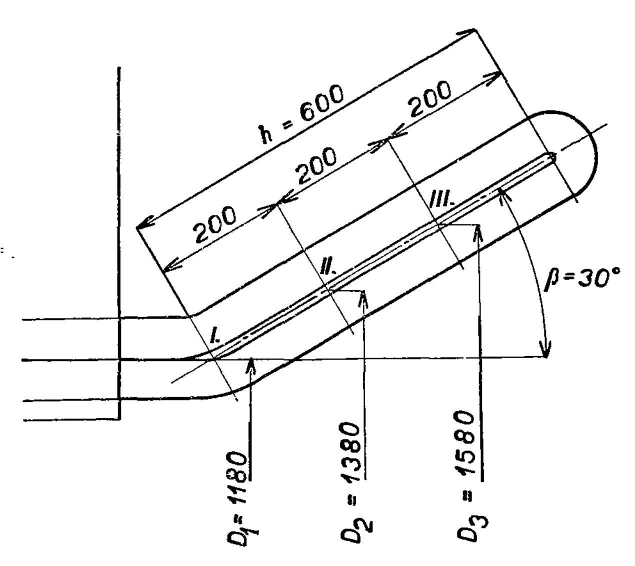


Рис. 26-29. Устройство лобовых частей для определения пондеромоторных сил.

Магнитное напряжение при коротком замыкании:

однофазное короткое замыкание (уравн. (26-22′))

$$F'_0 = \frac{1}{\pi} 4 \sqrt{2} \,.\, 12 \,.\, 69\,000 \,.\, 0{,}92287 = 1{,}3701 \,.\, 10^6 ,$$

короткое замыкание между двумя фазами (уравн. (26-26′))

$$F''_0 = \frac{1}{\pi} 4 \sqrt{6} \,.\, 12 \,.\, 69\,000 \,.\, 0{,}92287 = 2{,}376 \,.\, 10^6 ,$$

трехфазное короткое замыкание (26-27′)

$$F'''_0 = \frac{1}{\pi} 6 \sqrt{2} \,.\, 12 \,.\, 69\,000 \,.\, 0{,}92287 = 2{,}058 \,.\, 10^6 \,.$$

А. Однофазное короткое замыкание

Точка *I*

$$A_\xi = \frac{2 \,.\, 12 \,.\, 69\,000}{\pi \,.\, 118} = 4463 \,.$$

Точка *II*

$$A_\xi = \frac{2 \,.\, 12 \,.\, 69\,000}{\pi \,.\, 138} = 3821 \,.$$

Точка *III*

$$A_\xi = \frac{2 \,.\, 12 \,.\, 69\,000}{\pi \,.\, 158} = 3330 \,.$$

Силы в точке *I*

по уравнению (26-36)

$$P_{X_X} = 0{,}91 \,.\, 4463 \,.\, 34\,500 \,.\, 0{,}955 \,.\, 0{,}966 \,.\, 0{,}614 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}866 \,.\, 10^{-7} = 6{,}15 \text{ кг/см} ;$$

по уравнению (26-37)

$$P_{Y_X} = 0{,}91 \,.\, 4463 \,.\, 34\,500 \,.\, 0{,}955 \,.\, 0{,}966 \,.\, (0{,}614 \,.\, 0{,}866)^2 \,.\, 10^{-7} = 3{,}65 \text{ кг/см} ;$$

по уравнению (26-40)

$$P_{X_Y} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 42{,}4} 0{,}966 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}866 \,.\, 10^{-7} = 55{,}32 \quad [\text{кг/см}] ,$$

по уравнению (26-42)

$$P_{Y_Y} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 42{,}4} 0{,}966 \,.\, 0{,}614 \,.\, 10^{-7} = 43{,}74 \quad [\text{кг/см}] ,$$

по уравнению (26-46)

$$P_{Y_Z} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 110} 0{,}966\,(0{,}614 \,.\, 0{,}5)^2 \,.\, 10^{-7} = 2{,}58 \quad [\text{кг/см}]\,,$$

по уравнению (26-47)

$$P_{Z_Z} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 110} 0{,}966 \,.\, 0{,}614 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}5 \,.\, 10^7 = 7{,}54 \quad [\text{кг/см}]\,.$$

Из этого следует

$$P_X = P_{X_X} + P_{X_Y} = 6{,}15 + 55{,}32 = 61{,}47 \text{ кг/см}\,,$$
$$P_Y = P_{Y_X} + P_{Y_Y} + P_{Y_Z} = 3{,}65 + 43{,}74 + 2{,}58 = 49{,}97 \text{ кг/см}\,,$$
$$P_Z = P_{Z_Z} = 7{,}54 \text{ кг/см}\,.$$

Общая сила (26-50), действующая в точке I на 1 см длины лобовой насти

$$P_1 = \sqrt{(61{,}47^2 + 49{,}97^2 + 7{,}54^2)} = 79{,}35 \text{ кг/см}\,.$$

Давление на обмоткодержатели согласно (26-51)

$$P_{k_I} = -P_X \sin\beta + P_Z \cos\beta = -61{,}47 \,.\, 0{,}5 + 7{,}54 \,.\, 0{,}866 =$$
$$= -30{,}73 + 6{,}53 = -24{,}2 \text{ кг/см}\,.$$

Давление на распорки согласно (26-52)

$$P_{r_I} = \sqrt{[(P_X \cos\beta + P_Z \sin\beta)^2 + P_Y^2]} = \sqrt{[(61{,}47 \,.\, 0{,}866 + 7{,}54 \,.\, 0{,}5)^2 + 49{,}97^2]} =$$
$$= 75{,}4 \text{ кг/см}\,.$$

Давление между катушками согласно (26-56)

$$P_{c_I} = 4{,}08 \,.\, 10^{-8} \frac{34\,500^2}{3{,}16} \sum_{k=1}^{11} \frac{1}{k} = 46{,}5 \text{ кг/см}\,.$$

Общее давление между катушками

$$P'_{r_I} = 75{,}4 + 46{,}5 = 121{,}9 \text{ кг/см}\,.$$

Силы в точке II

по уравнению (26-36)

$$P_{X_X} = 0{,}91 \,.\, 3821 \,.\, 34\,500 \,.\, 0{,}955 \,.\, 0{,}678 \,.\, 0{,}614 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}866 \,.\, 10^{-7} = 3{,}7 \text{ кг/см}\,,$$

по уравнению (26-37)

$$P_{Y_Y} = 0{,}91 \,.\, 3821 \,.\, 34\,500 \,.\, 0{,}955 \,.\, 0{,}678 \,.\, (0{,}614 \,.\, 0{,}866)^2 \,.\, 10^{-7} = 2{,}2 \text{ кг/см}\,,$$

по уравнению (26-40)

$$P_{X_Y} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 88{,}8} 0{,}678 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}866 \,.\, 10^{-7} = 18{,}55 \text{ кг/см}\,,$$

по уравнению (26-42)

$$P_{Y_Y} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 88{,}8} 0{,}678 \,.\, 0{,}614 \,.\, 10^{-7} = 14{,}65 \text{ кг/см},$$

из уравнения (26-46) следует

$$P_{Y_Z} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 110} 0{,}678 \,(0{,}614 \,.\, 0{,}5)^2 \,.\, 10^{-7} = 1{,}81 \text{ кг/см},$$

из уравнения (26-47) получаем

$$P_{Z_Z} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 110} 0{,}678 \,.\, 0{,}614 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}5 \,.\, 10^{-7} = 5{,}3 \text{ кг/см}.$$

Результирующие силы в направлении осей X, Y, Z будут

$$P_X = 3{,}70 + 18{,}55 = 22{,}25 \text{ кг/см},$$
$$P_Y = 2{,}20 + 14{,}65 + 1{,}81 = 18{,}66 \text{ кг/см},$$
$$P_Z = 5{,}3 \text{ кг/см}.$$

Результирующая сил, действующая в точке II на 1 см длины лобовой части будет равна

$$P_{II} = \sqrt{(22{,}25^2 + 18{,}66^2 + 5{,}3^2)} = 29{,}70 \text{ кг/см}.$$

Сила, действующая на обмоткодержатели будет равна

$$P_{k_{II}} = -22{,}25 \,.\, 0{,}5 + 5{,}3 \,.\, 0{,}866 = -6{,}52 \text{ кг/см},$$
$$P_{r_{II}} = \sqrt{[(22{,}25 \,.\, 0{,}866 + 5{,}3 \,.\, 0{,}5)^2 + 18{,}66^2]} = 28{,}90 \text{ кг/см}.$$

Давление между катушками

$$P'_{r_{II}} = 28{,}90 + 46{,}50 = 75{,}40 \text{ кг/см}.$$

Силы, действующие в точке III

согласно уравнению (26-36) будет

$$P_{X_X} = 0{,}91 \,.\, 3330 \,.\, 34\,500 \,.\, 0{,}955 \,.\, 0{,}319 \,.\, 0{,}614 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}866 \,.\, 10^{-7} = 1{,}51 \text{ кг/см},$$

по уравнению (26-37) имеем

$$P_{Y_X} = 0{,}91 \,.\, 3330 \,.\, 34\,500 \,.\, 0{,}955 \,.\, 0{,}319 \,.\, (0{,}614 \,.\, 0{,}866)^2 \,.\, 10^{-7} = 0{,}90 \text{ кг/см},$$

из уравнения (26-40) следует

$$P_{X_Y} = 0{,}64 \frac{1{,}3701 \,.\, 10^6 \,.\, 34\,500}{0{,}966 \,.\, 131} 0{,}319 \,.\, 0{,}897 \,.\, 0{,}866 \,.\, 10^{-7} = 5{,}91 \text{ кг/см}.$$

Далее, по уравнению (26-42) получим

$$P_{Y_Y} = 0{,}64\,\frac{1{,}3701\,.\,10^6\,.\,34\,500}{0{,}966\,.\,131}\,0{,}319\,.\,0{,}614\,.\,10^{-7} = 4{,}67\ \text{кг/см}\,,$$

из уравнения (26-46) получим

$$P_{Y_Z} = 0{,}64\,\frac{1{,}3701\,.\,10^6\,.\,34\,500}{0{,}966\,.\,110}\,0{,}319\,.\,(0{,}614\,.\,0{,}5)^2\,.\,10^{-7} = 0{,}84\ \text{кг/см}\,,$$

по уравнению (26-47) получим

$$P_{Z_Z} = 0{,}64\,\frac{1{,}3701\,.\,10^6\,.\,34\,500}{0{,}966\,.\,110}\,0{,}319\,.\,0{,}614\,.\,0{,}897\,.\,0{,}5\,.\,10^{-7} = 2{,}5\ \text{кг/см}\,.$$

Результирующие силы в направлении осей X, Y, Z будут равны

$$P_X = 1{,}51 + 5{,}91 = 7{,}42\ \text{кг/см}\,,$$
$$P_Y = 0{,}90 + 4{,}67 + 0{,}84 = 6{,}41\ \text{кг/см}\,,$$
$$P_Z = 2{,}50\ \text{кг/см}\,.$$

Результирующая сил, действующая в точке III на 1 см длины будет равна

$$P_{III} = \sqrt{(7{,}42^2 + 6{,}41^2 + 2{,}5^2)} = 10{,}30\ \text{кг/см}\,.$$

Силы, действующие на опоры

$$P_{k_{III}} = -7{,}42\,.\,0{,}5 + 2{,}50\,.\,0{,}866 = -1{,}54\ \text{кг/см}\,,$$
$$P_{r_{III}} = \sqrt{[(7{,}42\,.\,0{,}866 + 2{,}50\,.\,0{,}5)^2 + 6{,}41^2]} = 10{,}00\ \text{кг/см}\,.$$

Давление между катушками

$$F'_{r_{III}} = 10 + 46{,}50 = 56{,}50\ \text{кг/см}\,.$$

Б. Короткое замыкание между двумя фазами

Составляющие сил в отдельности вычисляются путем умножения значения однофазного короткого замыкания на отношение

$$\frac{F''_0}{F'_0} = \sqrt{3}\,, \quad \text{или.} \quad \frac{A''_\xi}{A'_\xi} = 2\,.$$

Тогда получим следующие результаты:

Силы в точке I

$$P_{X_X} = 12{,}3\ \text{кг/см}\,, \qquad P_{Y_X} = 7{,}3\ \text{кг/см}\,, \qquad P_{Z_Z} = 13{,}05\ \text{кг/см}\,.$$
$$P_{X_Y} = 96{,}1\ \text{кг/см}\,, \qquad P_{Y_Y} = 76{,}0\ \text{кг/см}\,,$$
$$P_{Y_Z} = 4{,}55\ \text{кг/см}\,,$$

Откуда получается

$$P_X = 108{,}4 \text{ кг/см}, \quad P_Y = 87{,}85 \text{ кг/см}, \quad P_Z = 13{,}05 \text{ кг/см},$$

$$P_I = \sqrt{(108{,}4^2 + 87{,}85^2 + 13{,}05^2)} = 140{,}10 \text{ кг/см},$$

$$P_{k_I} = -108{,}4 \,.\, 0{,}5 + 13{,}05 \,.\, 0{,}866 = -42{,}93 \text{ кг/см},$$

$$P_{r_I} = \sqrt{[(108{,}4 \,.\, 0{,}866 + 13{,}05 \,.\, 0{,}5)^2 + 87{,}85^2]} = 132{,}8 \text{ кг/см},$$

$$P_{c_I} = 4{,}08 \,.\, 10^{-8} \frac{I^2}{r} \sum_1^{q-1} \frac{1}{k} = 4{,}08 \,.\, 10^{-8} \frac{34\,500^2}{3{,}16} 3{,}7312 = 57{,}60 \text{ кг/см},$$

$$P'_{r_I} = 132{,}8 + 57{,}60 = 190{,}40 \text{ кг/см},$$

Силы в точке II

$$P_{X_X} = 7{,}40 \text{ кг/см}, \quad P_{Y_X} = 4{,}40 \text{ кг/см}, \quad P_{Z_Z} = 9{,}18 \text{ кг/см}.$$

$$P_{X_Y} = 32{,}20 \text{ кг/см}, \quad P_{Y_Y} = 25{,}40 \text{ кг/см},$$

$$P_{Y_Z} = 3{,}14 \text{ кг/см},$$

Откуда получается

$$P_X = 39{,}60 \text{ кг/см}, \quad P_Y = 32{,}94 \text{ кг/см}, \quad P_Z = 9{,}18 \text{ кг/см},$$

$$P_{II} = \sqrt{(39{,}6^2 + 32{,}94^2 + 9{,}18^2)} = 52{,}40 \text{ кг/см},$$

$$P_{k_{II}} = -39{,}6 \,.\, 0{,}5 + 9{,}18 \,.\, 0{,}866 = -11{,}84 \text{ кг/см},$$

$$P_{r_{II}} = \sqrt{[(39{,}6 \,.\, 0{,}866 + 9{,}18 \,.\, 0{,}5)^2 + 32{,}94^2]} = 50{,}80 \text{ кг/см},$$

$$P_{c_I} = 57{,}60 \text{ кг/см},$$

$$P'_{r_I} = 50{,}80 + 57{,}60 = 108{,}40 \text{ кг/см}.$$

Силы в точке III

$$P_{X_X} = 3{,}02 \text{ кг/см}, \quad P_{Y_X} = 1{,}80 \text{ кг/см}, \quad P_Z = 4{,}33 \text{ кг/см}.$$

$$P_{X_Y} = 10{,}28 \text{ кг/см}, \quad P_{Y_Y} = 8{,}10 \text{ кг/см},$$

$$P_{Y_Z} = 1{,}45 \text{ кг/см},$$

$$P_X = 13{,}30 \text{ кг/см}, \quad P_Y = 11{,}35 \text{ кг/см}, \quad P_Z = 4{,}33 \text{ кг/см}.$$

$$P_{III} = \sqrt{(13{,}3^2 + 11{,}35^2 + 4{,}33^2)} = 18{,}05 \text{ кг/см},$$

$$P_{k_{III}} = -13{,}3 \,.\, 0{,}5 + 4{,}33 \,.\, 0{,}866 = -2{,}90 \text{ кг/см},$$

$$P_{r_{III}} = \sqrt{[(13{,}3 \,.\, 0{,}866 + 4{,}33 \,.\, 0{,}5)^2 + 11{,}35^2]} = 17{,}76 \text{ кг/см},$$

$$P_{c_{III}} = 57{,}60 \text{ кг/см},$$

$$P'_{r_{III}} = 17{,}76 + 57{,}60 = 75{,}36 \text{ кг/см}.$$

В. Короткое замыкание между тремя фазами

Составляющие сил в отдельности вычисляются путем умножения значений рассчитанных для однофазного короткого замыкания на отношение

$$\frac{F_0'''}{F_0'} = 1{,}5 \quad \text{или} \quad \frac{A'''}{A_\xi'} = 3\,.$$

Тогда получим следующие результаты:

Силы в точке I

$$\begin{array}{lll} P_{X_X} = 18{,}45 \text{ кг/см}, & P_{Y_X} = 10{,}95 \text{ кг/см}, & P_{Z_Z} = 11{,}30 \text{ кг/см}, \\ P_{X_Y} = 83{,}20 \text{ кг/см}, & P_{Y_Y} = 65{,}60 \text{ кг/см}, & \\ & P_{Y_Z} = 3{,}88 \text{ кг/см}, & \\ \hline P_X = 101{,}65 \text{ кг/см}, & P_Y = 80{,}43 \text{ кг/см}, & P_Z = 11{,}30 \text{ кг/см}. \end{array}$$

$$P_I = \sqrt{(101{,}65^2 + 80{,}43^2 + 11{,}30^2)} = 129{,}20 \text{ кг/см},$$
$$P_{k_I} = -101{,}65 \,.\, 0{,}5 + 11{,}30 \,.\, 0{,}866 = -41{,}06 \text{ кг/см},$$
$$P_{r_I} = \sqrt{[(101{,}65 \,.\, 0{,}866 + 11{,}3 \,.\, 0{,}5)^2 + 80{,}43^2]} = 123{,}10 \text{ кг/см},$$
$$P_{c_I} = 4{,}08 \,.\, 10^{-8} \frac{I^2}{r}\left[\frac{1}{2}\sum_1^{q-1}\frac{1}{k} - \frac{1}{2q}\right] = 4{,}08 \,.\, 10^{-8}\,\frac{34\,500^2}{3{,}16}\,1{,}4588 = 22{,}80 \text{ кг/см},$$
$$P_{r_I}' = 123{,}10 + 22{,}80 = 145{,}90 \text{ кг/см}.$$

Силы в точке II

$$\begin{array}{lll} P_{X_X} = 11{,}10 \text{ кг/см}, & P_{Y_X} = 6{,}60 \text{ кг/см}, & P_{Z_Z} = 7{,}97 \text{ кг/см}. \\ P_{X_Y} = 27{,}80 \text{ кг/см}, & P_{Y_Y} = 22{,}00 \text{ кг/см}, & \\ & P_{Y_Z} = 2{,}72 \text{ кг/см}, & \\ \hline P_X = 38{,}90 \text{ кг/см}, & P_Y = 31{,}32 \text{ кг/см}, & P_Z = 7{,}97 \text{ кг/см}. \end{array}$$

$$P_{II} = \sqrt{(38{,}9^2 + 31{,}32^2 + 7{,}97^2)} = 50{,}67 \text{ кг/см},$$
$$P_{k_{II}} = -38{,}90 \,.\, 0{,}5 + 7{,}97 \,.\, 0{,}866 = -12{,}55 \text{ кг/см},$$
$$P_{r_{II}} = \sqrt{(38{,}90 \,.\, 0{,}866 + 7{,}97 \,.\, 0{,}5)^2 + 31{,}32^2]} = 48{,}80 \text{ кг/см},$$
$$P_{c_{II}} = 4{,}08 \,.\, 10^{-8} \frac{I^2}{r}\left[\frac{1}{2}\sum_1^{q-1}\frac{1}{k} - \frac{1}{2q}\right] = 4{,}08 \,.\, 10^{-8}\,\frac{34\,500^2}{3{,}16}\,1{,}4588 = 22{,}80 \text{ кг/см},$$
$$P_{r_{II}}' = 48{,}80 + 22{,}80 = 71{,}60 \text{ кг/см}.$$

Силы в точке III

$$\begin{array}{lll} P_{X_X} = 4{,}53 \text{ кг/см}, & P_{Y_X} = 2{,}70 \text{ кг/см}, & P_{Z_Z} = 3{,}75 \text{ кг/см}, \\ P_{X_Y} = 8{,}90 \text{ кг/см}, & P_{Y_Y} = 7{,}02 \text{ кг/см}, & \\ & P_{Y_Z} = 1{,}26 \text{ кг/см}, & \\ \hline P_X = 13{,}43 \text{ кг/см}, & P_Y = 10{,}98 \text{ кг/см}, & P_Z = 3{,}75 \text{ кг/см}. \end{array}$$

$$P_{III} = \sqrt{(13{,}43^2 + 10{,}98^2 + 3{,}75^2)} = 17{,}75 \text{ кг/см},$$
$$P_{k_{III}} = -13{,}43 \cdot 0{,}5 + 3{,}75 \cdot 0{,}866 = -3{,}47 \text{ кг/см},$$
$$P_{r_{III}} = \sqrt{[(13{,}43 \cdot 0{,}866 + 3{,}75 \cdot 0{,}5)^2 + 10{,}98^2]} = 17{,}40 \text{ кг/см},$$
$$P'_{r_{III}} = 17{,}40 + 22{,}80 = 40{,}20 \text{ кг/см}.$$

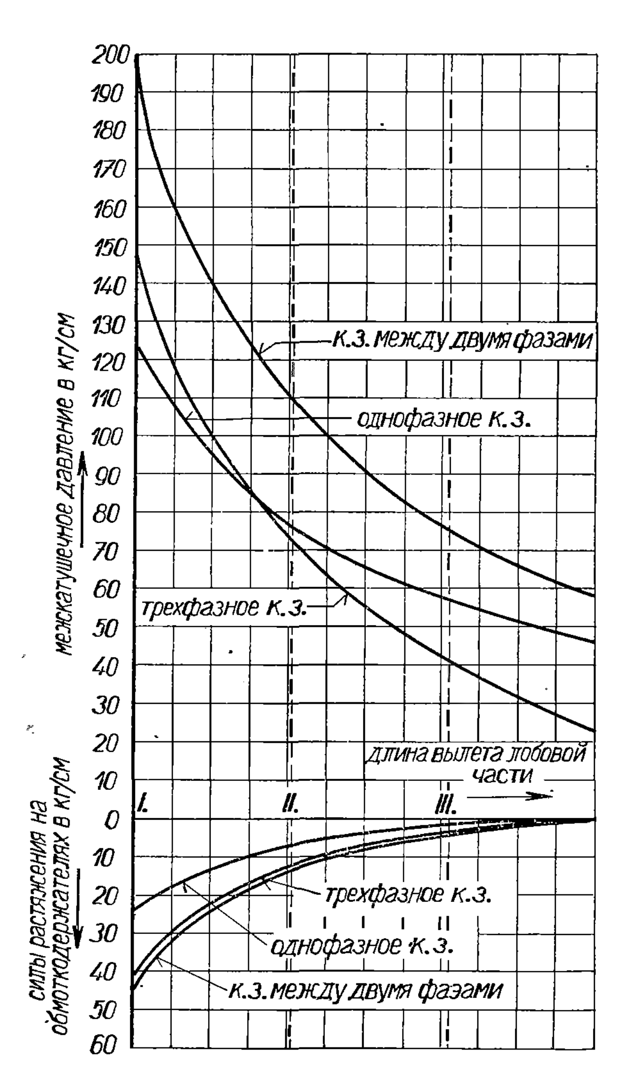


Рис. 26-30. Напряжения лобовых частей обмоток от сил короткого замыкания при различных видах короткого замыкания.

В диаграмме на рис. 26-30 приведены кривые, характеризующие три рассмотренных выше случая сил короткого замыкания, действующих на обмоткодержатели и между катушками, как функции длины лобовой части катушки.

а

Рис. 26-31а, б, в. Крепление лобовых частей обмоток против действия сил короткого замыкания (ЧКД — Прага н. п.).



б



в

Максимальные значения напряжения получаются вблизи воздушного зазора, затем они начинают убывать, достигая в изгибах катушек сравнительно небольщой величины. Что касается радиальной составляющей силы короткого замыкания в лобовых частях обмотки, то ее величина незначительна. Она проявляется в виде сил растяжения на обмоткодержателях. Поэтому завод ЧКД-Прага выполняет крепление лобовых частей так, как это показано на рис. 26-31а, б, в. Преимущество такой конструкции заключается в том, что там допускается аксиальное термическое расширение проводников в пазах, что имеет важное значение в особенности для машин крупных мощностей, имеющих значительную активную длину.



Рис. 26-32. Крепление лобовых частей альтернатора, выполненное фирмой Эрликон, в виде разделения лобовых частей на группы, защищенные от действия сил короткого замыкания.

Основательное крепление лобовых частей обмоток против сил короткого замыкания имеет важное значение и для машин малых скоростей. На рис. 26-32 показано крепление лобовых частей обмотки альтернатора малой скорости в исполнении фирмы



Рис. 26-33. Защита лобовых частей обмотки альтернатора фирмы Эрликон при помощи заливки изоляционной массой.



Рис. 26-34. Разрушение силами короткого замыкания лобовых частей обмотки альтернатора мощностью 12 мва, 6000 в, 1500 об/мин.

Эрликон, где лобовые части разделяются на группы из пяти катушек, с механическим креплением.

Другой способ крепления лобовых частей обмотки альтернатора, применяемый упомянутой выше фирмой, заключается в заливке лобовых частей изоляционной массой (рис. 26-33). Такой способ применим также в тех случаях, когда машина подвергается сильным сотрясениям или химическим влияниям среды.



Разрушения лобовых частей распределенных обмоток, вызванные коротким замыканием, изображены на рис. 26-34, где показаны деформации лобовых частей обмоток, вызванные коротким замыканием в альтернаторе 12 мва, 1500 об/мин., 50 периодов, 6000 в. Другой случай приведен на рис. 26-35, где показаны последствия короткого замыкания в турбоальтернаторе 32 мва, 3000 об/мин., 50 периодов, 600 в (в правой части рисунка).

Рис. 26-35. Последствия короткого замыкания в лобовых частях обмотки турбоальтернатора 32 мва, 6000 в, 3000 об/мин.

в) СИЛЫ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ, ДЕЙСТВУЮЩИЕ В ПАЗАХ ЯКОРЕЙ

Помимо сил короткого замыкания в лобовых частях обмоток и в пазах якорей создаются значительные пондеромоторные силы. Если проводники в пазу недостаточно закреплены, то могут создаваться вибрации, которые в некоторых случаях опасны. Возьмем для примера высоковольтные машины, для которых в качестве изоляции часто применяются миканиты, склеенные шелла-

ком. По прошествии некоторого времени шеллак кристаллизуется и под влиянием вибраций обращается в пыль. При применении полых проводников, как это делается при охлаждении современных турбоальтернаторов предельных мощностей, пондеромоторные силы, создающиеся при коротком замыкании в пазах, могут повредить такие проводники. Поэтому и этим силам следует уделять надлежащее внимание.

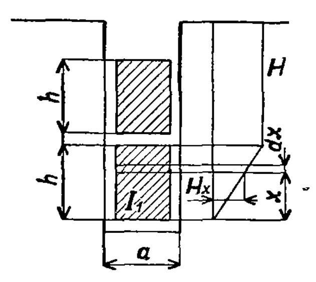


Рис. 26-36. Магнитное поле в пазу двухслойной обмотки при прохождении тока через нижний слой.

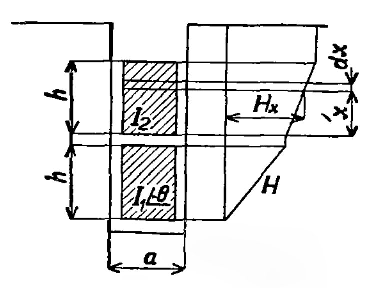


Рис. 26-37. Магнитное поле в пазу двухслойной обмотки при прохождении тока через оба слоя.

Пусть в пазу, приведенном на рис. 26-36, размещена двухслойная обмотка. Рассмотрим силу, воздействующую на проводник нижнего слоя, через который проходит эффективный ток I_1. Ток равномерно распределяется по площади сечения. Выберем элементарный проводник толщиной dx на расстоянии X от нижней грани сечения. Через этот проводник проходит ток

$$\frac{I_1}{h}\sqrt{2}\,\mathrm{d}x\,\underline{/\omega t}\,.$$

В том же месте паза образуется одновременно поперечное поле

$$H_x=\frac{0{,}4\pi}{a}I_1\sqrt{2}\frac{x}{h}\underline{/\omega t}\,,$$

где a — ширина паза. Пондеромоторная сила, действующая на элементарный проводник, будет равна

$$\mathrm{d}P_1=\left(\frac{0{,}4\pi}{a}I_1\sqrt{2}\frac{x}{h}\underline{/\omega t}\right)\left(\frac{I_1}{h}\sqrt{2}\,\mathrm{d}x\,\underline{/\omega t}\right)10^{-1}\ \text{дн/см}\,.$$

После преобразования получим

$$\mathrm{d}P_1=\frac{0{,}08\pi}{a}I_1^2\frac{x\,\mathrm{d}x}{h^2}\underline{/2\omega t}\,.$$

После интегрирования в пределах $x=0\div h$ получим

$$P_1=\frac{0{,}04\pi}{a}I_1^2\underline{/2\omega t}\quad[\text{дн/см}]\,.$$

Если выразить эту силу в кг и разделить полученное выражение на 981 000, то получим

$$P_1 = 1{,}281 \frac{I_1^2}{a} \underline{/2\omega t} \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}] \,. \tag{26-57}$$

Амплитуда этой силы будет

$$P_{1_m} = 1{,}281 \frac{I_1^2}{a} 10^{-7} \quad [\text{кг/см}] \,, \tag{26-57'}$$

Аналогичным образом можно определить пондеромоторную силу, действующую на верхний проводник (рис. 26-37). Предположим, что ток нижнего слоя сдвинут по фазе на угол Θ.

Расстоянию x от нижней грани проводника верхнего слоя отвечает магнитное поле

$$H_x = \frac{0{,}4\pi}{a}\left(I_1 \sqrt{2} \underline{/\omega t - \Theta} + I_2 \frac{x}{h} \sqrt{2} \underline{/\omega t}\right),$$

после преобразования получим

$$H_x = \frac{0{,}4\pi}{a} \sqrt{2} \left(I_1 \underline{/-\Theta} + I_2 \frac{x}{h}\right) \underline{/\omega t} \,.$$

Ток, проходящий через элементарный проводник толщиной dx, будет равен

$$I_2 \sqrt{2} \frac{\mathrm{d}x}{h} \underline{/\omega t} \,,$$

соответствующая ему элементарная пондеромоторная сила следует из равенства

$$\mathrm{d}P_2 = \left[\frac{0{,}4\pi}{a} \sqrt{2}\left(I_1 \underline{/-\Theta} + I_2 \frac{x}{h}\right) \underline{/\omega t}\right]\left[I_2 \sqrt{2} \frac{\mathrm{d}x}{h} \underline{/\omega t}\right] 10^{-1} \quad [\text{дн/см}] \,,$$

после преобразования получим

$$\mathrm{d}P_2 = \frac{0{,}08\pi}{a}\left(I_1 I_2 \underline{/-\Theta} \frac{\mathrm{d}x}{h} + I_2^2 \frac{x\,\mathrm{d}x}{h^2}\right) \underline{/2\omega t} \,.$$

После интегрирования в пределах $x = 0 \div h$, получим

$$P_2 = \frac{0{,}08\pi}{a}\left(I_1 I_2 \underline{/-\Theta} + \frac{I_2^2}{2}\right) \underline{/2\omega t} \quad [\text{дн/см}] \,.$$

Если выразить эту силу в кг и полученное выражение разделить на 981 000, то получим равенство в окончательном виде

$$P_2 = \frac{2{,}562}{a}\left(I_1 I_2 \underline{/-\Theta} + \frac{I_2^2}{2}\right) \underline{/2\omega t} \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}] \,. \tag{26-58}$$

В случае одновременного воздействия сил P_1 и P_2 согласно уравнениям (26-57) и (26-58), на нижний проводник будет действовать давление

$$P = P_1 + P_2 = \frac{1{,}281}{a} \left(I_1^2 \underline{/-2\Theta} + 2I_1 I_2 \underline{/-\Theta} + I_2^2\right) \underline{/2\omega t} \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]. \quad (26\text{-}59)$$

Амплитуда этой силы будет

$$P_{max} = \frac{1{,}281}{a} \sqrt{[I_1^4 + 4I_1^2 I_2^2 + I_2^4 + 4(I_1^3 I_2 + I_1 I_2^3)\cos\Theta + 2I_1^2 I_2^2 \cos 2\Theta]} \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]. \quad (26\text{-}59')$$

Так как обычно $|I_1| = |I_2|$, то это выражение можно упростить

$$P_{max} = \frac{1{,}281}{a} I_1^2 \sqrt{(6 + 8\cos\Theta + 2\cos 2\Theta)} \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}]. \quad (26\text{-}59'')$$

Для трехфазной обмотки, где $\Theta = 60°$, в конечном счете получим

$$P_{max} = \frac{1{,}281}{a} 3I_1^2 \,.\, 10^{-7} = \frac{3{,}843}{a} I_1^2 \,.\, 10^{-7} \quad [\text{кг/см}].$$

Следует заметить, что подлинная сила при коротком замыкании будет меньше рассчитанной, так как поперечное поле в пазу при больших токах ограничивается насыщением зубцов. Поэтому в таких случаях величина подлинной силы короткого замыкания будет равна примерно половине рассчитанной величины силы.

Приведем пример расчета силы короткого замыкания в пазу. Предположим, что ток короткого замыкания в одном слое обмотки будет $I = 62\,500$ *а*, а ширина паза $a = 2{,}2$ см.

В результате создается давление, действующее на нижний проводник

$$P_{max} = \frac{1{,}281}{2{,}2} 3 \,.\, 62\,500^2 \,.\, 10^{-7} = 680 \quad [\text{кг/см}].$$

г) ОБМОТКИ ДЛЯ УДАРНЫХ ТУРБОАЛЬТЕРНАТОРОВ

В связи с силами короткого замыкания следует упомянуть об обмотках ударных турбоальтернаторов. Такие альтернаторы применяются для испытаний весьма мощных выключателей, трансформаторов тока и т. д. Они обычно рассчитываются на кратковременные максимально достижимые мощности. Лобовые части обмоток таких машин подвергаются крупным напряжениям, в силу чего их следует особенно тщательно механически закреплять. Такие машины имеют некоторые существенные отличия от обычных турбоальтернаторов. У обычных турбоальтернаторов токи короткого замыкания следует ограничивать до пре-

делов, предусмотренных соответствующими стандартами, и наоборот, у ударных турбоальтернаторов желательно, чтобы токи короткого замыкания длительностью в несколько сотых долей секунды достигали своего максимального значения прежде, чем наступит их отключение. Поэтому при проектировании ударных машин следует руководствоваться иными указаниями, чем при проектировании обычных машин. Так как ударная машина работает под нагрузкой

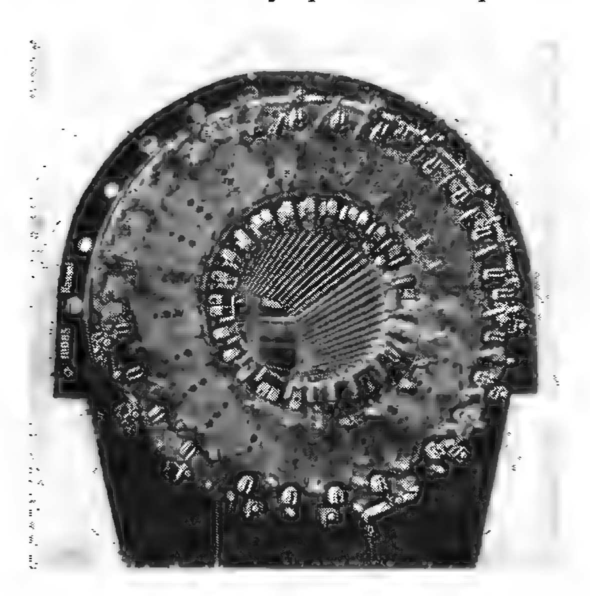


Рис. 26-38. Короткозамкнутая обмотка для уменьшения рассеяния в ударном турбоальтернаторе фирмы АЭГ.

лишь в течение короткого времени, то она не нуждается в охлаждении и поэтому можно обойтись без радиальных вентиляционных каналов в пакете статорной листовой стали. В результате активная длина стали увеличивается при сохранении неизменных внешних размеров. В ротор вводится ударное возбуждение непосредственно перед коротким замыканием.Для получения максимальных мощностей при ударном возбуждении, машину следует проектировать с относительно малым магнитным насыщением. При проектировании машины необходимо стремиться к тому, чтобы магнитные рассеяния были по возможности минимальны. Для установления величины начального тока короткого замыкания решающее значение имеет общее реактивное сопротивление токам короткого замыкания статора и демпфирующей обмотки. Испытания показали, что магнитные рассеяния в лобовых частях статорной обмотки имеют важное значение; магнитные рассеяния в пазах при коротком замыкании ограничиваются насыщением зубцов. Поэтому магнитные рассеяния в лобовых частях следует ограничивать посредством демпфирующей обмотки. Так, напр. фирма АЭГ, для этой цели применяет особые медные кольца, располо-

Рис. 26-39. Короткозамыкающие кольца, окружающие лобовые части обмотки ударного турбоальтернатора фирмы АЭГ.

Рис. 26-40. Вид лобовых частей обмотки ударного турбоальтернатора фирмы АЭГ.

женные на лобовых поверхностях статора (см. рис. 26-38). Наряду с этим, дальнейшее уменьшение магнитного рассеяния в лобовых частях было достинуто путем расположения эвольвентных лобовых соединений в двух плоскостях и окружения их тремя демпферными кольцами, соединенными накоротко, как

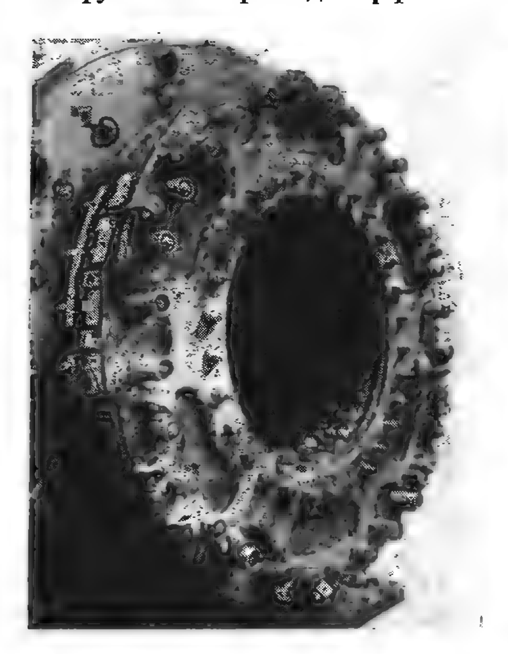
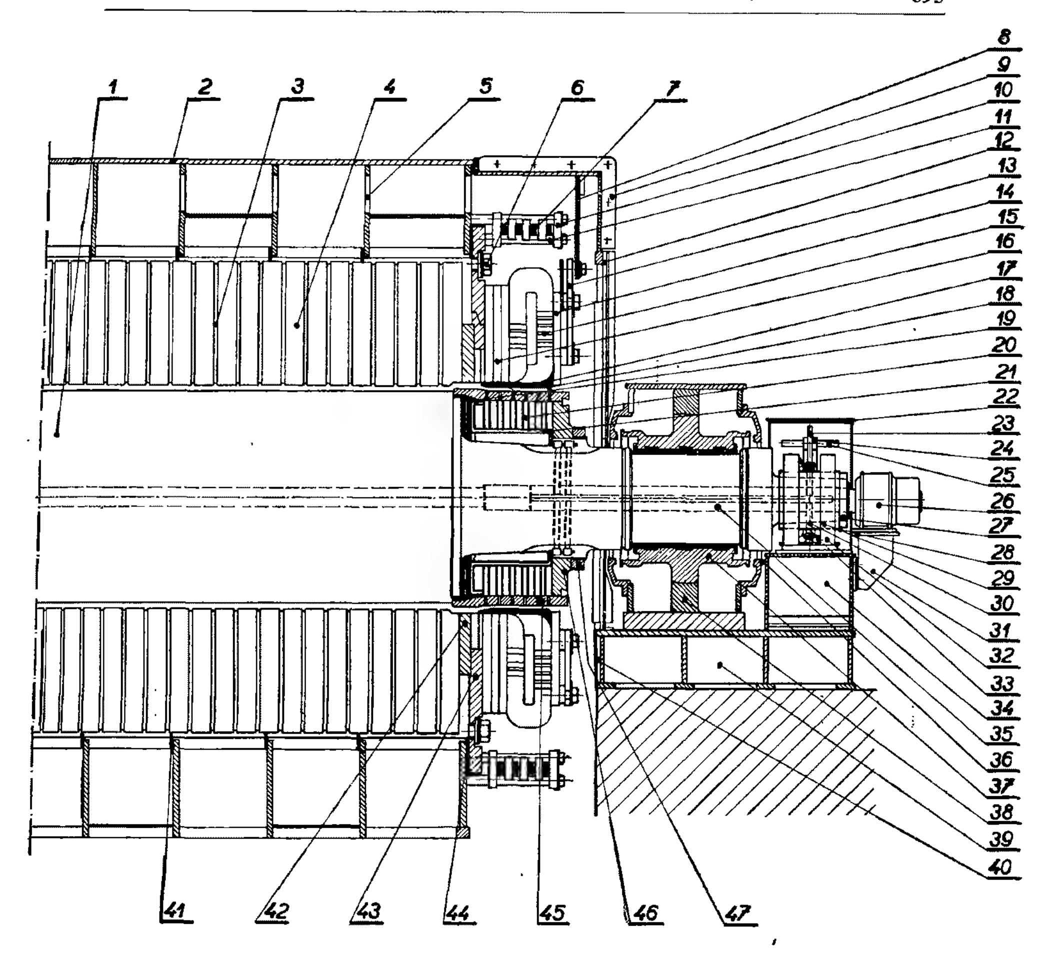


Рис. 26-41. Устройство лобовых частей статорной обмотки ударного турбоальтернатора фирмы Эрликон.



Рис. 26-42. Крепление лобовых частей статорной обмотки короткозамкнутого генератора фирмы Эрликон.

Рис. 26-43. Продольный разрез ударного турбоальтернатора фирмы АСЕС Шарльруа, установленного в лаборатории короткого замыкания, Беховице. *1* — ротор, *2* — станина, *3* — каналы охлаждения, *4* — листовая сталь, *5* — вентиляционные отверстия, *6* — стяжные болты нажимных шайб, *7* — короткозамыкающие кольца, *8* — соединительная доска, *9* — щит, *10* — изоляционные хомутики для короткозамыкающих колец, *11* — изоляционные трубки, *12* — изоляционная прокладка, *13* — изоляционная пластина статора, *14* — изоляционное кольцо, *15* — изоляционные прокладки, *16* — изоляционная гребенка, *17* — заклинка лобовых частей обмотки, *18* — опорная трубка, *19* — демпфер, *20* — распорки между лобовыми частями роторной обмотки, *21* — подвод тока к роторной обмотке, *22* — кожух кольца, *23* — изоляционная стенка, *24* — упорные кольца, *25* — пальцы щеткодержателя, *26* — тахометрическое динамо, *27* — гайка для крепления контактного кольца, *28* — изоляционная гильза, *29* — изоляционная гильза контактных колец, *30* — соединительный болт, *31* — консоль тахометрического динамо, *32* — контактное кольцо, *33* — соединение колец, *34* — стойка для щеточной траверсы, *35* — аксиальные подводы тока к роторной обмотке, *36* — уплотнения, *37* — вкладыш, *38* — стойка для подшипника, *39* — фундаментная плита, *40* — стенка фундаментной плиты, *41* — сегмент для охлаждения воздуха, *42* — латунная промежуточная стенка, *43* — стальная нажимная шайба, *44* — изоляционное кольцо стяжной шайбы, *45* — роторные бандажные кольца, *46* — стойка ротора, *47* — гайка стойки ротора.



показано на рис. 26-39. На рис. 26-40 показано крепление лобовых частей собранной статорной обмотки. Ротор машины снабжен демпфером крупных размеров.

На рис. 26-41 показано иное устройство лобовых частей обмотки турбоальтернатора в исполнении фирмы Эрликон. Лобовые части обмотки и здесь эвольвентные. Они закреплены по всей своей длине жесткими изоляционными прокладками и сжаты демпфирующими пластинами, как это показано на рис. 26-42. На рис. 26-43 приведен продольный разрез ударного турбоальтернатора фирмы АСЕС Шарльруа, установленного в лаборатории короткого замыкания в п. Беховице.

27. ОБМОТКИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

По мере возрастания единичной мощности электрических машин увеличиваются также и их активные размеры, а следовательно и магнитные потоки, вследствие чего при данном напряжении на зажимах уменьшается число витков

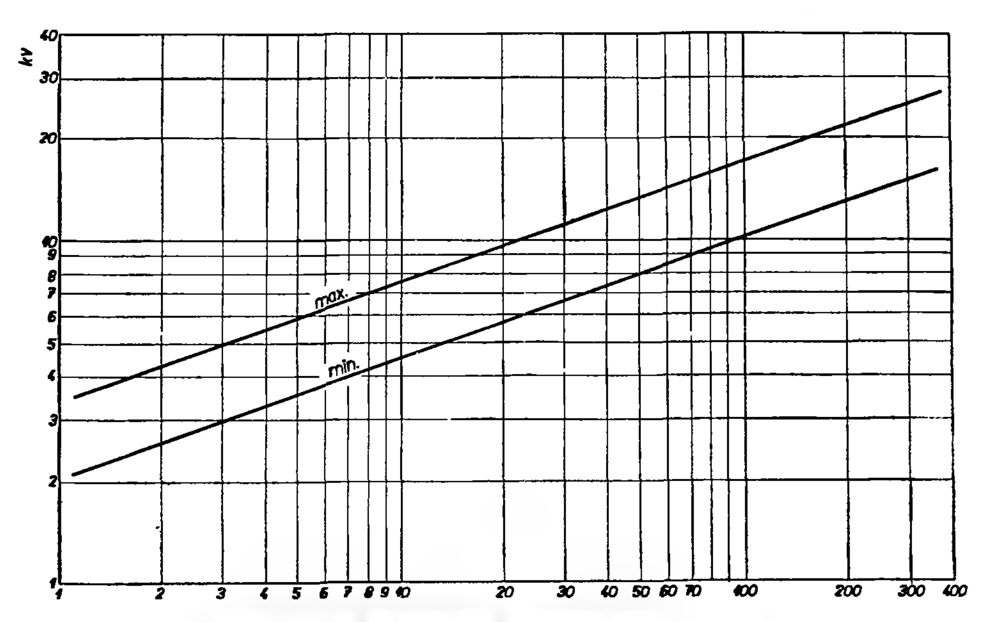


Рис. 27-1. Область естественных напряжений в двухполюсных турбоальтернаторах на 50 периодов/сек.

на фазу. У весьма крупных машин, напр., турбоальтернаторов высоких мощностей, число витков может уменьшиться до такой степени, что обмотка будет уже трудно выполнимой, так как число пазов, даже в случае применения параллельной обмотки, будет настолько мало и объемы тока в пазах — настолько велики, что охлаждение проводников, расположенных в пазах будет уже недостаточным.

Крупные пазовые деления вызывают значительные скачки магнитных напряжений и являются причиной образования повышенных добавочных потерь на поверхности ротора. Помимо этого, механическое выполнение такой обмотки наталкивается на разнообразные конструктивные трудности, так как при значительных фазных токах требуется применять проводники крупных сечений с хорошо выполненной транспозицией элементарных проводников. Кроме этого, при соединении турбоальтернатора с трансформатором в один блок, необходимо применять крупные фидеры, требующие значительного расхода меди.

И, наоборот, малые высоковольтные машины плохо используются, так как значительная часть активного пространства теряется из-за изоляции пазов. Было установлено, что каждой данной мощности машины соответствует определенный оптимальный диапазон напряжения, обеспечивающий наиболее целесообразное выполнение машины. Такое напряжение называется *естественным напряжением машины*. Диапазон естественных напряжений двухполюсных турбоальтернаторов на 50 периодов, ограниченный двумя прямыми — max и min, приведен на рис. 27-1.

а) ПРОБЛЕМЫ ОБМОТОК ДЛЯ ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

α) Диэлектрические потери

Для оценки качества низковольтных электрических машин проводятся испытания посредством повышенных напряжений, величина которых для различных видов электрических машин предусматривается правилами безопасности. У высоковольтных машин такие испытания не являются надежным критерием оценки качества изоляции. В некоторых случаях даже обнаруживается, что испытание посредством повышенных напряжений может оказаться вредным, в особенности при ремонте старых машин, бывших длительное время в эксплуатации. В таких случаях следует установить величину опытного напряжения по соглашению заинтересованных сторон.

Иным критерием оценки качества изоляции обмотки является сопротивление изоляции. Чехословацкий стандарт ЧСН 350 000 устанавливает его величину по формуле

$$R_{i_s} = \left[U : \left(\frac{S}{100} + 1000\right)\right],$$

где R_{i_s} — сопротивление изоляции, выраженное в мегаомах, U — номинальное напряжение в вольтах и S — номинальная кажущаяся мощность в ква, или же номинальная эффективная мощность в квт. Однако же и такая оценка качества изоляции не дает надежного представления о ее состоянии. В таком случае гораздо лучшим критерием оценки качества изоляции являются диэлектрические потери, величина которых следует из известной формулы

$$P_d = E^2 \omega C \operatorname{tg} \delta ,$$

где E — испытательное напряжение, $\omega = 2\pi f$ — угловая частота и δ — угол потерь. Приведенная выше формула может быть написана в виде

$$P_d = pV\left(\frac{g}{10}\right)^2 ,$$

где g — градиент, выраженный в кв/см, V — объем в дм^3 и p — удельные потери в ваттах на дм^3, соответствующие градиенту 10 кв/см и основной частоте $f = 50$.

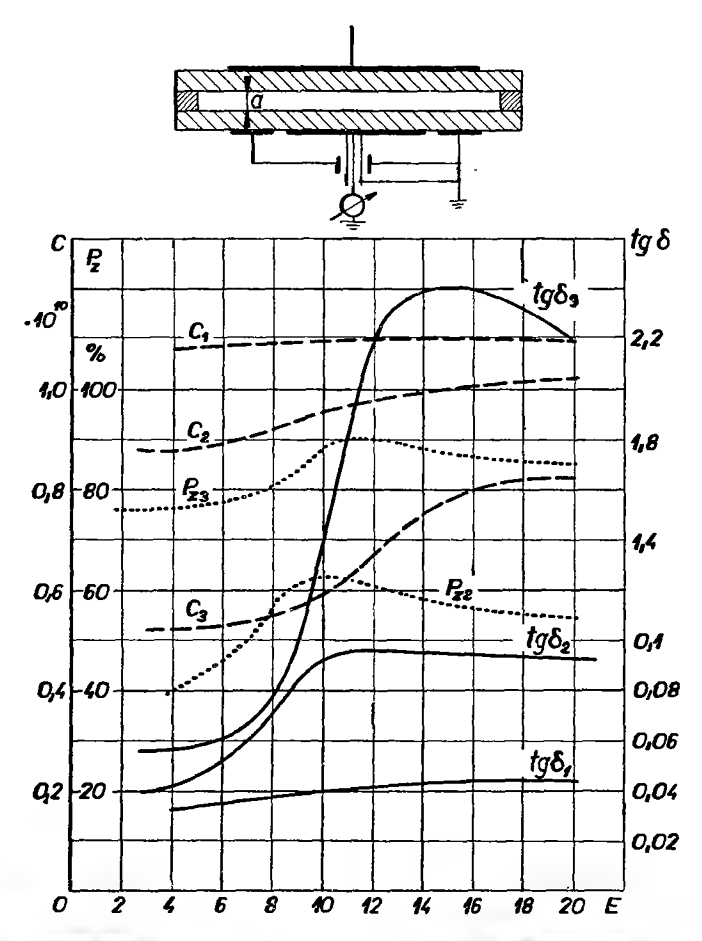


Рис. 27-2. Характеристики изоляционных материалов с диэлектрическими потерями и потерями от разрядов, E — напряжение (кв), tg δ — коэффициенты диэлектрических потерь, C — емкости (ф), P_x — потери от разрядов в % общих потерь; индекс (*1*) относится к толщине воздушного зазора 0 мм, индекс (*2*) — к толщине воздушного зазора 0,31 мм и индекс (*3*) — к толщине воздушного зазора 1,7 мм.

Удельные потери диэлектрика p не постоянны; они зависят также от величины градиента напряжения, температуры и влажности. Наряду с этим значительное влияние на диэлектрические потери оказывают воздушные прослойки в изоляционном материале, в особенности при использовании слоистых изоляционных материалов, часто применяемых в электромашиностроении. В верхней части рис. 27-2 приведена схема испытательного устройства[11] для исследования воз-

душных прослоек в изоляционном материале. На нем были измерены углы потерь при различных толщинах воздушной прослойки внутри слоистых изоляционных материалов, состоящих из слюды, бумаги и асфальтового лака, далее — исследованы емкости, отвечающие различным толщинам воздушных прослоек и, наконец, потери от разрядов, выраженные в процентах общих потерь. На рис. 27-3 изображены кривые изменения коэффициента потерь tg δ

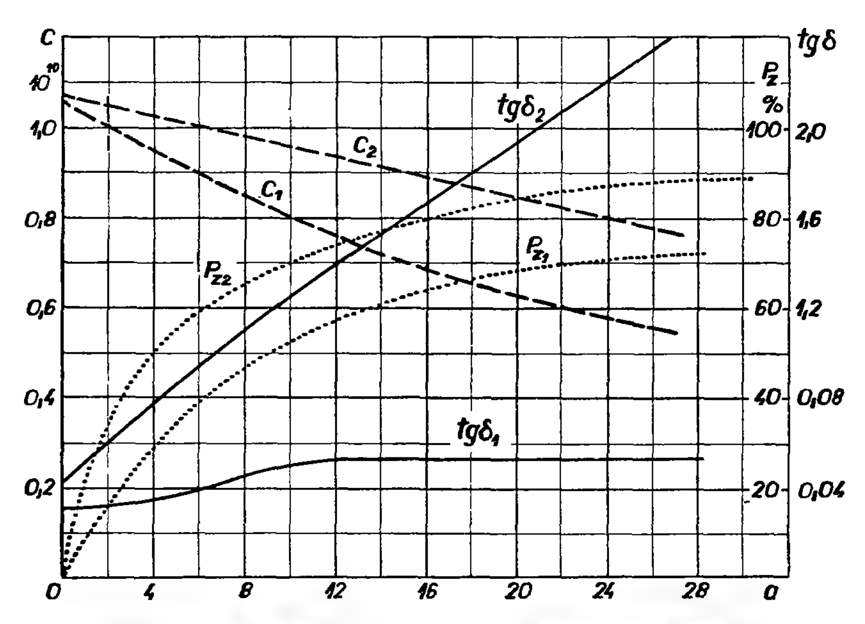


Рис. 27-3. Характеристики изоляционных материалов с диэлектрическими потерями от разрядов, a — толщина воздушной прослойки в % общей толщины диэлектрика, tg δ — коэффициент потерь, C — емкость (Ф), P_z — потери от разрядов, выраженные в % общих потерь, индекс (1) относится к напряжению 3 кв, индекс (2) — к напряжению 15 кв.

при различных напряжениях, как функции относительной толщины воздушной прослойки, по сравнению с общей толщиной изоляции, далее — соответствующие емкости и, наконец, потери от разрядов в процентах общих потерь. Из этих кривых видно, что воздушные прослойки весьма существенно ухудшают качество изоляционного материала. Поэтому ныне при создании высоковольтных электрических машин уделяется большое внимание тому, чтобы в изоляции по возможности не было воздуха. Согласно исследованиям (Schumann[84] а Peek[68]) пробивной градиент тонких слоев воздуха, по мере уменьшения их толщины, быстро возрастает. Воздушные прослойки занимают сравнительно небольшие площади или могут иметь вид пузырьков. В силу этого силовые линии электростатического поля деформируются и напряжение воздушного слоя понижается. Согласно проведенным испытаниям (Gyemant) пробивной градиент воздуха в воздушных прослойках толщиной 0,1 мм повышается

на 20—30%. Равным образом и Реек, в результате измерений, получил следующие значения пробивного градиента при 60 периодах и различных толщинах воздушных прослоек:

$$d = 0{,}0025 \text{ см}, \quad g = 190 \text{ кв/см},$$
$$d = 0{,}0076 \text{ см}, \quad g = 118 \text{ кв/см},$$
$$d = 0{,}025 \text{ см}, \quad g = 60 \text{ кв/см},$$
$$d = 0{,}100 \text{ см}, \quad g = 46 \text{ кв/см}.$$

По мере возрастания воздушного зазора пробивной градиент убывает, достигая окончательного значения $g = 35$ кв/см при $d = 2{,}54$ см.

β) Влияние температуры на диэлектрические потери и на пробивной градиент

Было уже сказано, что температура оказывает существенное влияние на величину диэлектрических потерь. На рис. 27-4 изображены кривые угла потерь для некоторых сортов микафолия, склеенного различными веществами, как функции градиента E при температуре 20°C, или как функции температуры в °C[38].

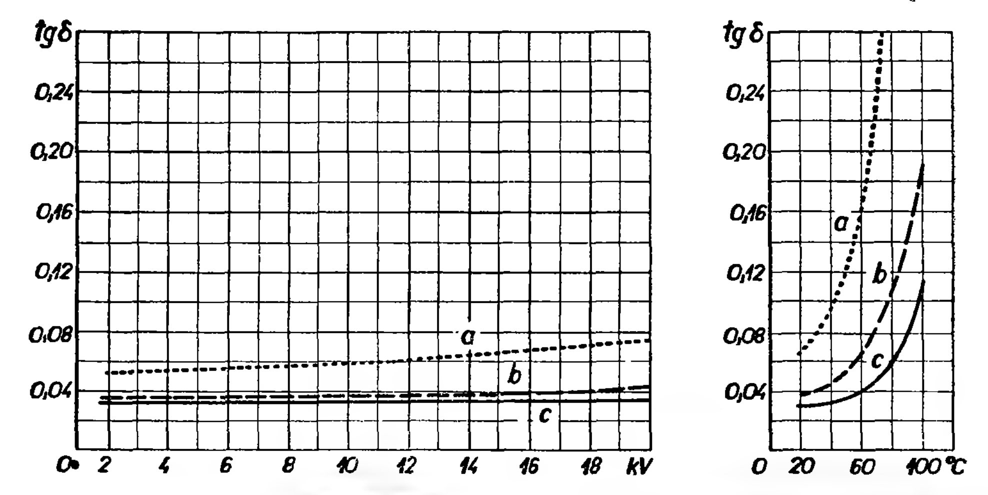


Рис. 27-4. Диэлектрический коэффициент потерь tg δ для микафолия, склеенного различными клеящими веществами, a — шеллачный микафолий, b — этоксилиновый микафолий, c — асфальтовый микафолий.

Угол потерь tg δ, как функция напряжения, слегка возрастает с градиентом. Наиболее благоприятным является изменение угла потерь микафолия, склеенного асфальтом. Такой микафолий в нынешнее время применяется весьма часто при изготовлении высоковольтных электрических машин. Несколько менее благоприятные углы получаются у этоксилинового микафолия; наибольшие углы получаются у микафолия склеенного шеллаком. Аналогично ведут себя приведенные выше сорта микафолия при повышении температуры, как видно

из рис. 27-4 (правая часть). Наименьшее приращение величины угла потерь обнаруживается опять у микафолия, склеенного асфальтом и наибольшее — у микафолия, склеенного шеллаком. Схожий характер изменения угла потерь и диэлектрических потерь обнаруживается и у других диэлектриков.

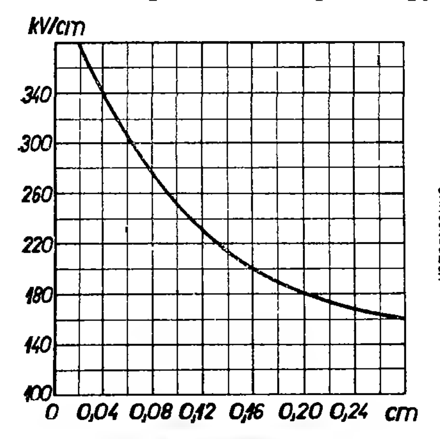


Рис. 27-5. Диэлектрическая прочность изоляционного материала в зависимости от толщины.

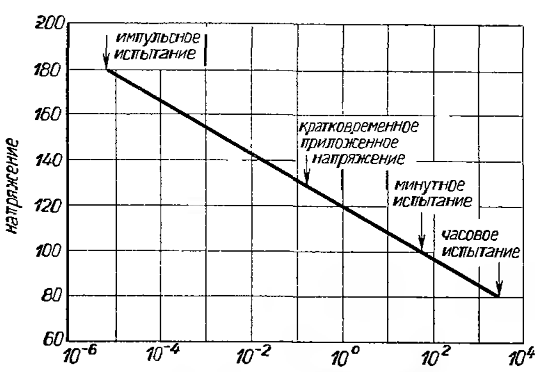


Рис. 27-6. Зависимость пробивного напряжения асфальтового микафолия от продолжительности действующего напряжения.

Нагревание диэлектриков, вызванное диэлектрическими потерями, оказывает значительное влияние на безопасность изоляции. И в самом деле, по мере повышения температуры удельное сопротивление диэлектрика значительно понижается, что способствует дальнейшему приращению диэлектрических потерь и его нагреванию вплоть до достижения устойчивой температуры. Однако же, в том случае, когда температура диэлектрика превысит свою критическую величину, наступает неуклонное падение удельного сопротивления, обугливание изоляции и, наконец, ее пробой. По мере повышения температуры диэлектрика понижается его пробивной градиент, величина которого зависит от температуры изоляционного материала.

Следует отметить, что на диэлектрическую прочность изоляционных материалов влияют и другие обстоятельства. Так напр., по мере возрастания толщины диэлектрика его пробивной градиент понижается, как показано на рис. 27-5. Это явление можно объяснить как ухудшенным отводом тепла, образовавшегося в результате диэлектрических потерь, так и распределением электрического потенциала внутри изоляции. Влияние толщины изоляции на диэлектрическую прочность можно выразить в виде эмпирической формулы, которую предложил Реек[68]:

$$g_s = g\left(1 + \frac{a}{\sqrt{t}}\right),$$

где g и a — постоянные и t — толщина изоляции в см.

Пробивной градиент в значительной степени зависит от времени, в течение которого изоляция подвергается действию диэлектрического напряжения. При кратковременном диэлектрическом напряжении изоляции пробивной градиент существенно превышает пробивной градиент при долговременном напряжении. На рис. 27-6 изображена кривая диэлектрической прочности, как функция времени. Притом пробивное напряжение при испытании в течение одной минуты принимается равным 100%, пробивное кратковременное напряжение — 130% и ударное напряжение — 180%. Долговечность изоляции можно выразить по (Montsinger[63]) в виде

Таблица 27-1

Теплопроводности различных материалов, применяемых в электромашиностроении (Graham Lee Moses[63c])

теплопроводности выражены в вт/см, °С			
медь при 100°С	3,820	слюда (твердая)	0,00355
алюминий при 100°С	2,050	миканит и шеллак (пластины)	0,00355
латунь при 100°С	1,060	бакелизированная бумага	0,00236
олово при 100°С	0,590	резина	0,00197
чугун	0,590	азбест	0,00188
мягкая сталь	0,470	картон	0,00188
фарфор	0,0197	бумага	0,00126
вода	0,400	воздух в состоянии покоя:	
стекло твердое)	0,0047	при 100°С	0,0003
силиконная резина	0,00432	при 20°С	0,000251

$$kV = K\{a + [(1 - a) : \sqrt[4]{T}]\},$$

где kV — пробивное напряжение в отрезке времени T, T — время, выраженное в минутах, K — напряжение в течение одной минуты, a — постоянная материала, зависящая от температуры, частоты и т. д.

γ) Термическая и механическая прочность изоляции

Как было уже сказано, долговечность изоляции в значительной степени зависит от нагревания. У крупных машин, главным образом у высоковольтных турбоальтернаторов, изоляции нагреваются как собственной теплотой, образовавшейся в результате диэлектрических потерь, так и теплотой окружающей среды, вызванной джоулевыми потерями в обмотке и в зубцовой стали. Температуры, достигаемые в машинах, значительно высоки, в особенности в случаях несовершенной конструкции системы охлаждения. Согласно стандартам ЧСН температура внутри турбоальтернатора не должна превышать 120°С. В действительности же местные температуры внутри машин могут достигнуть даже 150°С, если соответствующие места достаточно не охлаждаются. У машин

с воздушным охлаждением тепло отводится через изоляционную гильзу в пазу на его внешнюю сторону откуда оно увлекается протекающим воздухом далее. Так как изоляционная гильза обладает относительно большим термическим сопротивлением (см. табл. 27-1), в особенности у высоковольтных машин, то тепловой поток вызывает разность температур между внутренней частью катушки и ее внешней поверхностью, доходящей примерно до 20—30°С. Более благоприятные тепловые условия создаются у современных турбоальтернаторов, снабженных полыми проводниками, через которые непосредственно протекает водород. Однако, во всяком случае изоляции турбоальтернаторов подвержены сильным термическим напряжениям, вследствие чего их целесообразному выбору следует уделять надлежащее внимание.

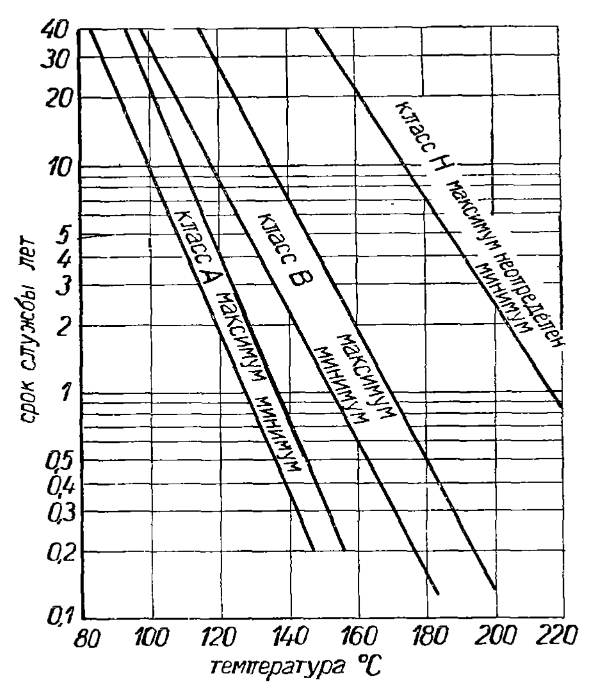


Рис. 27-7. Долговечность изоляций обычных классов в зависимости от температуры.

На рис. 27-7 приведена диаграмма долговечности изоляций различных классов, выраженная в годах эксплуатации, как функции температуры. Исходя напр. из того, что внутренняя температура турбоальтернатора может достигнуть $\vartheta = 140°C$ найдем, что разрушение изоляции класса *A* наступает в течение времени меньшего одного года, изоляции класса *B* — по прошествии 7 лет, и изоляции класса *H* по прошествии многих лет. Из этого видно, что изоляция класса *A* для таких машин вообще не пригодна и, что следует применять изоляции классов *B* или *F* или же и класса *H*.

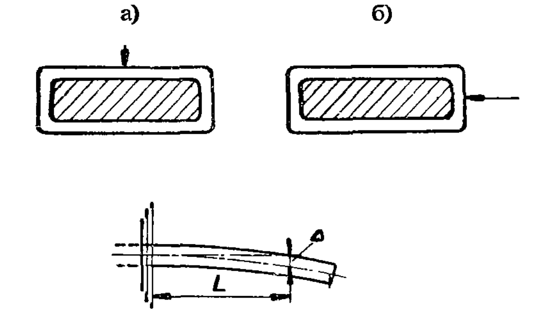
На долговечность машин существенное влияние оказывает различная термическая растяжимость меди проводника и изоляции. Медные проводники обладают почти удвоенной термической растяжимостью по сравнению со слюдяными изоляциями. Это обстоятельство проявляет свое неблагоприятное влияние в особенности у крупных турбоальтернаторов с большой активной длиной стали. Поэтому в практике следует следить за тем, чтобы машина работала по возможности без перерывов.

И, наконец, крупные высоковольтные машины следует снабжать механически достаточно эластичной изоляцией. Катушки крупных машин тяжеловесны

Таблица 27-2

Испытания на изгиб стержней, изолированных шеллаком, асфальтом или тем и другим

Размеры паза [мм]	Полная толщина изоляции [мм]	Толщина изоляции		Направление изг. усилия	Температура изоляции [°C]	Максимальный прогиб [мм]	Длина L [мм]	Пробивное напряжение [кв]
		шеллачная изоляция	асфальтовая изоляция					
24 × 43	3,5	3,5	0	*a*	17	6,5	250	30
24 × 75	3,5	3,5	0	*a*	17	3,0	250	28
24 × 75	3,5	0	3,5	*a*	17	16,5	250	32
27 × 82	6	6	0	*a*	17	8	150	13
27 × 82	6	2	4	*a*	17	16,8	150	16
27 × 82	6	0	6	*a*	17	21	150	32
27 × 82	6	3	3	*a*	100	20	150	16
27 × 82	6	0	6	*a*	110	23	150	44
27 × 82	6	0	6	*b*	17	34	150	34
27 × 82	6	0	6	*b*	100	29	150	28



и при перемещении в течение производственного процесса значительно прогибаются, вследствие чего изоляция подвержена неблагоприятным напряжениям. Весьма важное значение имеет эластичность изоляции, в особенности при коротком замыкании, когда прямые части проводников, выступающие из пазов, подвержены сильным напряжениям при изгибе в случае недостаточного механического их крепления.

При современной технологии применяются в принципе два производственных метода изолировки проводников. По первому методу (европейскому) катушки изолируются слоем микафолия на основе обычной целлюлозной бумаги, на которую равномерно наклеиваются листочки слюды. Изолировка осуществляется так, что ровная часть катушек покрывается слоем микафолия, проглаженным на специальном гладильном приспособлении (изобрел Haefely), и прокатанным на горячем и холодном прессах для придания надлежащей формы. По второму методу применяются ленты целлюлозной бумаги, шелка хлопчатобумажной ткани или стеклоткани, на которые равномерно наклеиваются слюдяные листочки. Изолировка осуществляется путем обмотки катушек примерно в полнахлеста, либо в ровных частях катушек, либо по всей длине

катушки. Изоляция обычно подвергается компаундной пропитке и катушки затем опрессовываются для придания точной формы. Изолировка микафолием пригодна в основном для малых и средних низковольтных машин. Такая изоляция сравнительно недорога, однако же, катушки с такой изоляцией мало

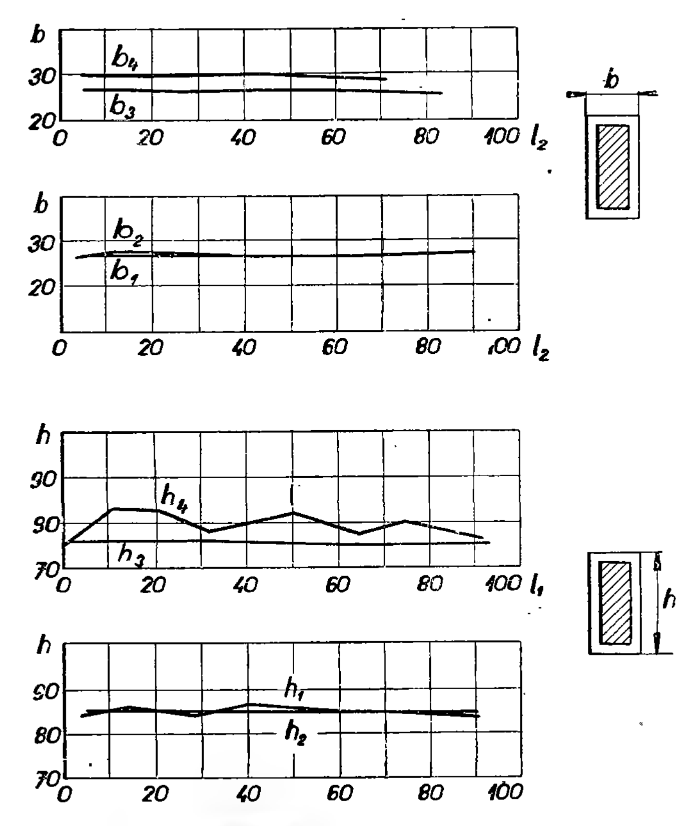


Рис. 27-8. Изменение высоты и ширины изолированного стержня при температуре 150°C, l_1, l_2 — длины стержней в см, b — ширина сечения стержня в мм, h — высота сечения стержня в мм, b_1, h_1 общая ширина и высота сечения стержня с асфальтовой изоляцией до нагрева, b_2, h_2 — общая ширина и высота сечения стержня с асфальтовой изоляцией после нагрева, b_3, h_3 — общая ширина и высота сечения стержня с шеллачной изоляцией до нагрева, b_4, h_4 — общая ширина и высота сечения стержня с шеллачной изоляцией после нагрева.

эластичны. Здесь решающее значение имеет сорт использованного клея. Для крупных машин ленточная изоляция, как существенно более податливая и допускающая непрерывную изолировку катушки в пазу и в лобовых частях, более пригодна. В табл. 27-2 приведены некоторые данные, касающиеся испытаний на изгиб проводниковых стержней, изолированных шеллаком, асфальтом или тем и другим. Толщина изоляций от 3,5 до 6 мм.

Что касается механических свойств изоляций, то изоляционные гильзы стерж-

ней, изготовленные из шеллачного микафолия, существенно хуже изоляционных гильз из асфальтового микафолия или из микафолия склеенного иным термопластическим лаком. Механические свойства изоляции имеют важное значение в особенности для турбоальтернаторов, у которых катушки при коротком замыкании подвержены значительным электродинамическим напряжениям. Поэтому необходимо стремиться к тому, чтобы изолированные стержни были достаточно эластичны. Из таблицы следует, что, напр. стержень с гильзой толщиной 6 мм, склеенной шеллаком, получил пробой в холодном состоянии при напряжении 13 000 в и прогибе 8 мм, в то время, как стержень с изоляционной гильзой, склеенной асфальтом, выдержал напряжение 32 000 в при прогибе достигающем 21 мм. Гибкость асфальтовых гильз возрастает с температурой, так что прогибы при нагрузке в горячем состоянии будут еще больше. Прогибы по ширине проводников менее опасны, чем по высоте.

И наконец, следует упомянуть также о разбухании гильз под влиянием тепла. В диаграмме рис. 27-8 приведены изменения высоты и ширины изолированного стержня при 150°С. При таком испытании изолированный стержень вкладывался в пресс и стягивался болтами; затем температура повышалась до 150°С. Кривые h_3 и h_4 на графике 27-8 характеризуют сильное разбухание изоляционной гильзы стержня, изготовленной из шеллачного микафолия. Кривая h_3 характеризует толщину изоляции до нагрева, а кривая h_4 — после нагрева. С другой стороны, стержень, изолированный асфальтовым микафолием, не обнаруживает никакого разбухания (см. кривые h_1 и h'_2). Волнообразный ход изменений кривой h_4 объясняется прогибами зажимов пресса, вызванными высокими внутренними напряжениями. Кривые b_3, b_4 и b_1, b_2 — являются кривыми, характеризующими ширину проводника. При таких испытаниях исследовалась утечка изоляционного лака на концах изоляционной гильзы. Если предположить, что утечка лака у стержня, изолированного шеллачным микафолием при 150°С, равняется 100%, то утечка клеящего вещества при применении асфальтового микафолия и при той же температуре, будет составлять лишь 12%. При температуре 100°С утечка клеящего вещества при применении шеллачного микафолия составляла 40%, в то время как при применении асфальтового микафолия, асфальт на концах гильзы вообще обнаружен не был.

б) Корона

Изолированные стержни вкладываются в пазы электрических машин с определенным зазором, образующим воздушную среду. У высоковольтных машин диэлектрически напрягаются не только собственные изоляции обмоток, но и, в особенности, воздушная прослойка между катушкой и стенкой паза. По мере возрастания напряжения машины, диэлектрическое напряжение воздуш-

ной прослойки достигает такой величины, при которой наступает уже ионизация воздуха и между катушками и стенками пазов появляются искрение и разряды; при дальнейшем возрастании напряжения может наступить даже пробой этой прослойки. Такое явление называется короной, являющейся важным критерием при оценке состояния изоляции высоковольтной машины. При короне в воздушной прослойке создаются озон и азотный ангидрид, химически разлагающие органические составные части гильз проводника, как напр. бумагу, хлопчатобумажную ткань, шеллак и другие органические клеящие вещества. Под влиянием короны происходит протравливание изоляции и по прошествии определенного времени на изоляционных гильзах появляются оттиски листов стали в пазах и радиальных каналов, как показано на рис. 27-9.



Рис. 27-9. Оттиски листов стали на изоляционных гильзах вследствие короны.

Корона создается при различных условиях. На ее образование оказывают влияние прежде всего температура и барометрическое давление воздуха. Если предположить согласно имеющимся данным (Peek), что основная температура равняется 25°С и барометрическое давление — 76 см ртутного столбца, то удельный вес воздуха будет

$$w = \frac{0{,}00465b}{273 + t},$$

где w = удельный вес воздуха, выраженный в граммах на см^3, b — барометрическое давление в см ртутного столбца, t — температура воздуха в °С.

При температуре 25°С и давлении 76 см ртутного столбца удельный вес воздуха будет равен

$$w_{25°C-76см} = \frac{0{,}00465\,.\,76}{273 + 25} = 0{,}001185 \quad [г/см^3],$$

а при произвольных температуре t и давлении b удельный вес воздуха будет равен

$$w_{t,b} = \frac{0{,}00465b}{273 + t}.$$

Отношение

$$\frac{w_{t,b}}{w_{25°C-76см}} = \frac{0{,}00465b}{(273 + t) \,.\, 0{,}00185},$$

выражает плотность воздуха

$$\delta = \frac{3{,}92b}{273 + t},$$

относящуюся к исходному состоянию при $t = 25°C$, $b = 76$ см р. с. Если в исходном состоянии и при градиенте g_0 образуется видимая корона, то при ином состоянии

$$g_v = g_0\left(1 + \frac{\alpha}{\varphi(\delta)\sqrt{r}}\right),$$

где постоянная α зависит от расположения рассматриваемых проводников $\varphi(\delta)$ — общая функция, зависящая от плотности воздуха и r — радиус проводника.

Влияние температуры на образование короны можно проследить по формулам:

а) для концентрических проводников

$$g_v = 31\delta\left(1 + \frac{0{,}308}{\sqrt{\delta r}}\right) \text{ [кв/см]}, \qquad (27\text{-}1)$$

б) для параллельных проводников

$$g_v = 30\delta\left(1 + \frac{0{,}301}{\sqrt{\delta r}}\right) \text{ [кв/см]}. \qquad (27\text{-}2)$$

Приведенные выше формулы справедливы для диапазона температур $t = -20 \div 140°C$. Этими же формулами можно пользоваться и для исследования влияния изменения давления.

На рис. 27-10 приведена диаграмма Mooca, характеризующая напряжение, вызывающее образование короны в зависимости от величины воздушного зазора. Согласно данным этого автора корона образуется при выполнении следующего равенства

$$V_a = E_a\left(t_a + \frac{t_s \varepsilon_a}{\varepsilon_s}\right), \qquad (27\text{-}3)$$

где V_a — напряжение, вызывающее образование короны, E_a — соответствующий градиент напряжения в вольтах на см (рис. 27-10), так как напряжение, вызывающее образование короны, равно примерно пробивному напряжению, t_s – толщина твердой изоляции в см, t_a – толщина воздушной прослойки в см, ε_s — диэлектрическая постоянная твердой изоляции и ε_a такая же постоянная воздуха.

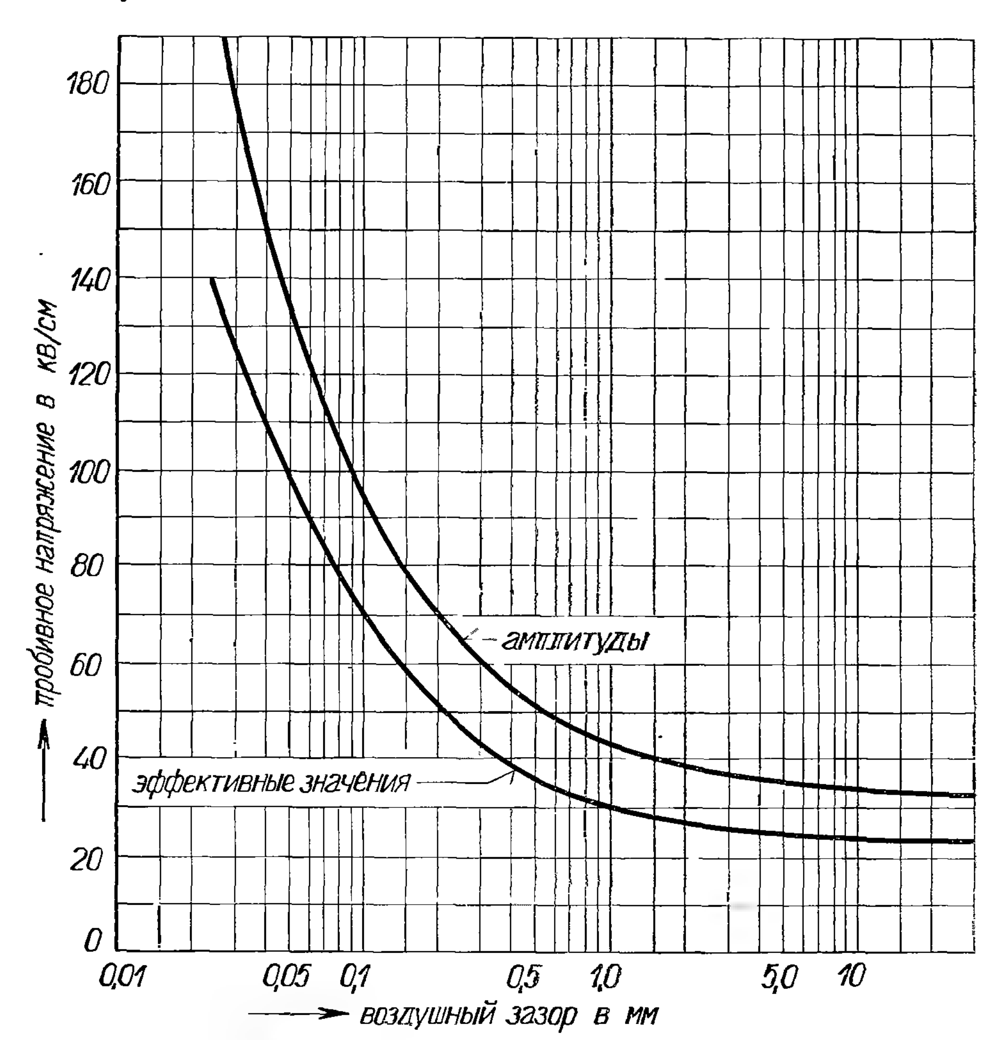


Рис. 27-10. Напряжение, вызывающее образование короны, в зависимости от величины воздушного зазора.

На образование короны могут влиять и другие обстоятельства. Так напр., корона может создаваться в результате воздействия коротких импульсов перенапряжения, загрязнений, масла, влажности и т. д. Для мокрых поверх-

ностей проводников, покрытых тонким водяным туманом, максимальный видимый градиент согласно данным (Peek)[68] будет равен

$$g \cong 9\left(1 + \frac{0,815}{\sqrt{r}}\right) \quad [\text{кв/см}].$$

Аналогично и для поверхностей загрязненных маслом имеем

$$g \cong 19\left(1 + \frac{0,65}{\sqrt{r}}\right) \quad [\text{кв/см}],$$

где r — радиус проводника.

ε) Разрядные напряжения

Изоляционные гильзы проводников на выходе из пазов подвергаются значительным диэлектрическим напряжениям. Если напряжение достигнет определенного предела, то на концах проводников, выступающих из пазов, создается отчетливое искрение, распространяющееся с большой скоростью по поверх-

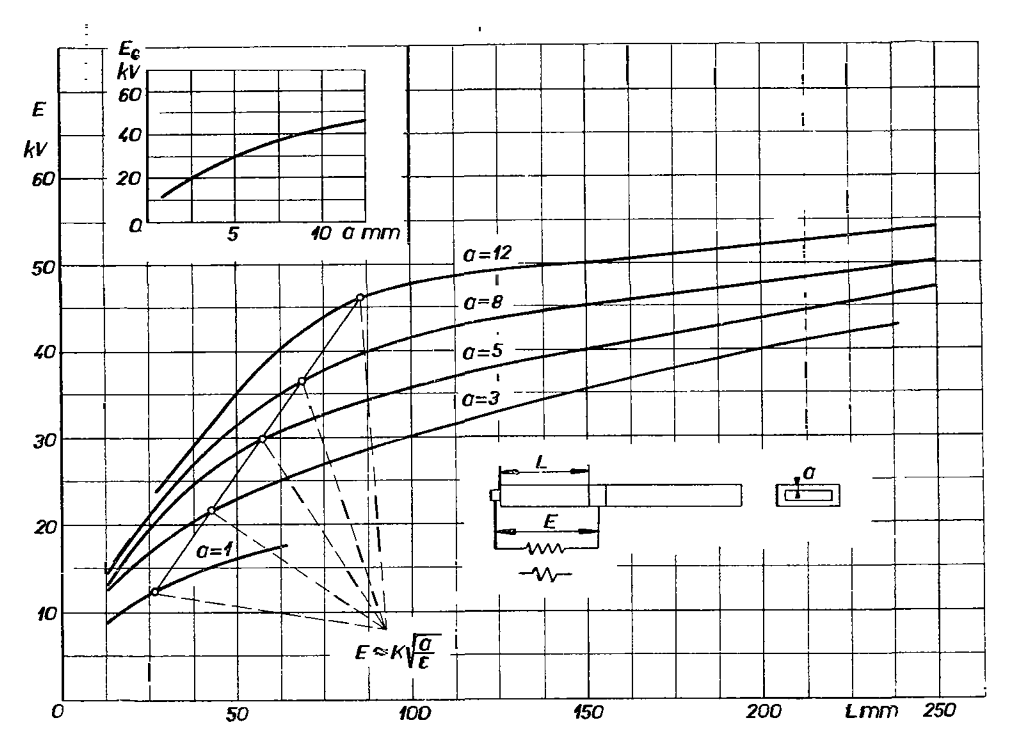


Рис. 27-11. Распределение напряжения, вызывающего образование короны, в зависимости от толщины асфальтовой изоляции.

ности гильзы, которое затем внезапно прекращается. Величина такого напряжения зависит от толщины гильзы и диэлектрической постоянной ε соответствующего изоляционного материала. Эта величина выражается эмпирической формулой[11]:

$$E_{ef} = 90 \sqrt{\frac{a}{\varepsilon}} \ [\text{кв/см}] \quad \left(\text{для } \frac{a}{\varepsilon} = 0{,}01 \div 0{,}04\right).$$

Равным образом и нецелесообразная форма электродов может оказывать влияние на величину такого напряжения. Кривая напряжения, вызывающего образование короны, как функция толщины a для определенной величины ε приведена в левой верхней части рис. 27-11. Здесь видно, что такие напряжения не зависят от удаления электродов. Тем не менее иногда случается, что перекрытие дуги происходит внезапно и без предварительного образования каких-либо скользящих разрядов при удалении электродов согласно диаграмме на рис. 27-11, где напряжение, вызывающее образование короны, превышает разрядное напряжение. Кривые на рис. 27-11 показывают, что удаление электродов L при одинаковой толщине изоляции a, начиная от определенной точки уже не оказывает почти никакого влияния на величину разрядного напряжения. Значительно сильные разряды, продолжающиеся длительное время, вызывают протравливание изоляционных гильз, так что требуется принимать целесообразные меры для их предотвращения. Поэтому в дальнейшем изложении рассмотрим конструктивные средства для предотвращения такого явления.

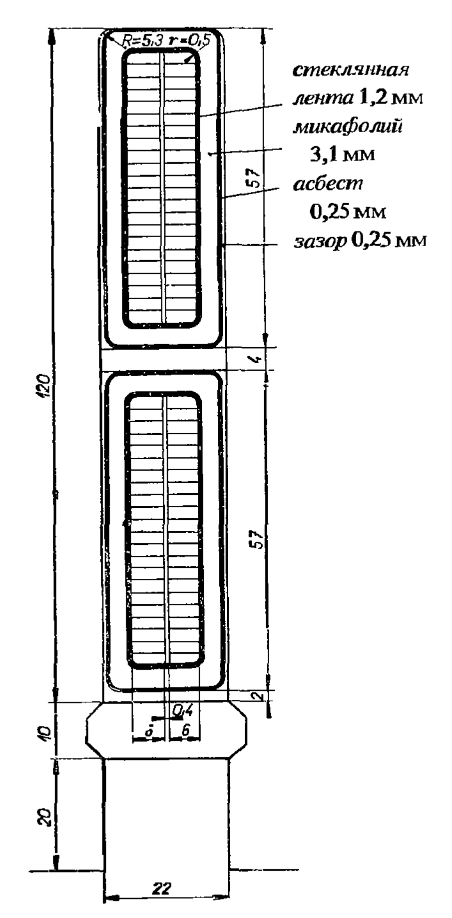


Рис. 27-12. Паз турбоальтернатора на напряжение 11 кв (линейное).

б) ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ В ПАЗУ

При проектировании высоковольтных машин требуется проводить детальный диэлектрический анализ напряжений изоляционных материалов. Наибольшие диэлектрические напряжения в пазах обнаруживаются у катушек, расположенных непосредственно у зажимов машины. На-

ряду с этим значительным напряжениям подвергаются изоляционные гильзы проводников, выступающих из пазов, и лобовые части обмоток между смежными фазами.

Проанализируем изоляции в пазах. Анализ охватывает диэлектрические напряжения изоляционных материалов от пробивного напряжения и создания короны в воздушной прослойке между катушкой и пазом. Рассмотрим диэлектрическое напряжение в пазу турбоальтернатора с линейным напряжением 11 000 в, т. е. с фазовым напряжением 6350 в, у которого узел статорной обмотки был заземлен. Вид паза показан на рис. 27-12.

Толщина отдельных изоляционных материалов следующая:

стеклоткань на одной стороне .... 1,2 мм,
асфальтовый микафолий на одной стороне .... 3,1 мм,
азбестовое полотно на одной стороне .... 0,25 мм,
зазор в пазу на одной стороне .... 0,25 мм.

Барометрическое давление воздуха $b = 76$ см, рс. Диэлектрические постоянные приведенных выше изоляционных материалов следующие:

стеклоткань .... $\varepsilon_1 = 6$,
асфальтовый микафолий состава 50% слюды и 50% бумаги .... $\varepsilon_2 = 4$,
азбестовое полотно .... $\varepsilon_3 = 6$,
воздушный слой .... $\varepsilon_4 = 1$.

Пробивные градиенты следующие:

стеклоткань .... $g_1 =$ 15 кв/мм,
асфальтовый микафолий .... $g_2 =$ 20 кв/мм,
азбестовое полотно .... $g_3 =$ 0 кв/мм,
воздух .... $g_4 =$ 3,1 кв/мм,
при 25°C.

Диэлектрическое напряжение будем исследовать как на боковых ровных стенках проводника и паза, так и на гранях проводников.

Рассмотрим боковые параллельные стенки паза и предположим, что изоляционная гильза состоит из изоляционных материалов толщиной $x_1, x_2, \ldots, x_n$ с диэлектрическими постоянными $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \ldots, \varepsilon_n$. Если между стенкой проводника и пазом действует максимальное напряжение E, то градиент k-ого слоя в общем случае дается формулой

$$g_k = E : \varepsilon_k \sum_{i=1}^{n} \left(\frac{x_i}{\varepsilon_i}\right) \quad [\text{кв/см}]. \tag{27-4}$$

Напряжение на гранях проводников можно определить с достаточным приближением по формуле для расчета диэлектрических напряжений между концентрическими проводниками

$$g_k = E : x\varepsilon_x \sum_{i=1}^{n} \frac{(\ln r_{i+1} - \ln r_i)}{\varepsilon_i} \quad [\text{кв/см}]. \tag{27-5}$$

Расстояние x измерялось от центра кривизны; r_1 — радиусы, соответствующие поверхностям соприкосновения отдельных изоляционных материалов. Если в это выражение ввести десятичные логарифмы, то получим

$$g_x = 0{,}4343E : x\varepsilon_x \sum_{i=1}^{n} \frac{\log r_{i+1} - \log r_i}{\varepsilon_i} \quad [\text{кв/см}]. \qquad (27\text{-}5')$$

Если между проводником и боковой стенкой паза действует максимальное напряжение

$$E = 6350\sqrt{2} = 9000 \text{ в},$$

то по формуле (27-4) имеем

$$g_k \doteq 9 : \varepsilon_k \left[\frac{0{,}12}{6} + \frac{0{,}31}{4} + \frac{0{,}025}{6} + \frac{0{,}025}{1}\right] = \frac{71{,}05}{\varepsilon_k}.$$

Из этого следуют диэлектрические напряжения отдельных изоляционных материалов:

стеклоткань .... $g_1 = \frac{71{,}05}{6} = 11{,}85$ [кв/см],

асфальтовый микафолий .... $g_2 = \frac{71{,}05}{4} = 17{,}75$ [кв/см],

азбестовое полотно .... $g_3 = \frac{71{,}05}{6} = 11{,}85$ [кв/см],

воздух .... $g_4 = \frac{71{,}05}{1} = 71{,}05$ [кв/см].

Из этого видно, что диэлектрическое напряжение воздуха превышает пробивной градиент 31 кв/см, так что между боковой стенкой проводника и пазом появляется электрические разряды.

Проследим далее напряжения на гранях проводников по формуле (27-5′)

Пусть будет:

радиус кривизны проводника .... $r_1 = 0{,}05$ см,

радиус поверхности соприкосновения стеклоткани со слоем микафолия .... $r_2 = 0{,}17$ см,

радиус поверхности соприкосновения слоев микафолия и азбеста .... $r_3 = 0{,}48$ см,

радиус поверхности соприкосновения слоев азбеста и воздуха .... $r_4 = 0{,}505$ см,

радиус поверхности соприкосновения слоя воздуха и стенки паза .... $r_5 = 0{,}53$ см.

После подстановки в формулу (27-5′) будет

$$g_x = 0{,}4343E : x\varepsilon_x \left[\frac{1}{6}\log\frac{0{,}17}{0{,}05} + \frac{1}{4}\log\frac{0{,}48}{0{,}17} + \frac{1}{6}\log\frac{0{,}505}{0{,}48} + \log\frac{0{,}53}{0{,}505}\right] = \frac{0{,}4343E}{0{,}22595x\varepsilon_k'} .$$

Преобразуя это выражение получим

$$g_x = \frac{1{,}922\,E}{x\varepsilon_k} \quad [\text{кв/см}] .$$

На поверхностях соприкосновения диэлектрические напряжения будут равны:

стеклоткань .... $g_1 = \frac{1{,}922 \,.\, 9}{0{,}05 \,.\, 6} = 57{,}6$ [кв/см] ,

миканитовый слой .... $g_2 = \frac{1{,}922 \,.\, 9}{0{,}17 \,.\, 4} = 25{,}5$ [кв/см] ,

азбестовый слой .... $g_3 = \frac{1{,}922 \,.\, 9}{0{,}505 \,.\, 6} = 5{,}7$ [кв/см] ,

воздушный слой .... $g_4 = \frac{1{,}922 \,.\, 9}{0{,}53 \,.\, 1} = 32{,}6$ [кв/см] .

Из этих результатов видно, что слой стекловолокнистой ленты и микафолия на грани проводника напрягается существенно более, чем на ровных боковых стенках проводника. У воздушного же слоя, наоборот, напряжение на боковых стенках проводника гораздо больше, чем на его гранях. Очевидно, что если не принять соответствующих мер для подавления короны, то по прошествии определенного времени изоляционная гильза протравливается. Опыт показывает, что в течение длительного времени на боковых ровных стенках проводника наступает обычно пробой изоляции, несмотря даже на то, что напряжение миканитовой изоляции на его гранях существенно менее благоприятно. Это можно объяснить также и тем, что микафолий на ровной части поверхности проводника в производственном процессе недостаточно склеивается, так что между его слоями образуются воздушные прослойки, в которых корона быстро корродирует изоляцию.

Так как наибольшее напряжение стеклоткани и миканита проявляется на гранях проводника, то изоляционные материалы следует размещать так, чтобы изоляции, расположенные непосредственно на гранях проводников, имели наибольшую диэлектрическую постоянную.

В рассматриваемом случае узел обмотки был заземлен. Если бы узел не был заземлен, а была бы заземлена лишь одна фаза, то в пазах создались бы напря-

жения в $\sqrt{3}$ раза большие, чем были рассчитаны. Из этого видно, что заземление узла является эффективным средством для уменьшения короны.

Здесь еще уместно упомянуть о правилах испытаний электрических машин. Согласно чехословацкому стандарту ЧСН-350 000 машина в течение одной минуты должна выдержать испытательное напряжение:

$$E_{\text{исп}} = 3\text{ кв} + 2U = 3 + 2 \,.\, 11 = 25\text{ кв}\,.$$

Проверяя градиенты напряжений твердых изоляционных материалов, обнаружим, что машина положенное испытание на напряжение выдерживает, однако же если не принять соответствующих мер, то в пазах образуется сильное искрение. Очевидно, что испытание на напряжение для высоковольтных машин не является надежным критерием для оценки безукоризненного выполнения изоляции машин. На это обстоятельство правильно указывает Реек, который в своем труде отмечает, что измерение диэлектрических потерь является лучшим методом сравнения различных способов изолировки высоковольтных машин.

При проектировании обмоток для высоких напряжений следует учитывать еще и другие обстоятельства, в частности, атмосферные условия при работе машины. В основном это касается барометрического давления и температуры машины.

Если электрическое поле однородно, как это обычно имеет место между ровными параллельными электродами, то градиент напряжения во всем воздушном слое будет постоянной величиной; при пробивном градиенте g_0 наступает пробой всего воздушного изоляционного слоя. Однако иное положение создается в случае неоднородности электрического поля. Если пробивной градиент на поверхности грани проводника будет g_0, то можно определить, что градиент в воздушной среде бесконечно близкой к поверхности проводника будет меньше g_0 и что пробой изоляции не может вообще иметь места. Возможность пробоя изоляции обусловливается как увеличением напряжения на поверхности проводника, при котором градиент повышается до величины $g_v > g_0$, так и появлением градиета g_0 на определенном конечном расстоянии от поверхности электродов. Для того, чтобы пробой воздушного слоя был возможен необходимо определенный слой воздушной среды активировать до такой степени, чтобы его градиент минимально равнялся g_0. Толщина такого слоя зависит от формы электродов и является функцией радиуса r проводника. Реек определил, что пробивной градиент на расстоянии

$$0{,}301\sqrt{r}$$

от поверхности в момент пробоя имеет всегда постоянную величину и при нормальной плотности воздуха равняется $g_0 = 30$ кв/см. Зависимость g_v от r выражается простым законом

$$g_v = g_0\left(1 + \frac{0{,}301}{\sqrt{r}}\right) = 30\left(1 + \frac{0{,}301}{\sqrt{r}}\right) \quad [\text{кв/см}]\,. \qquad (27\text{-}6)$$

В неоднородном электрическом поле величина g_v кажется больше, как следует из уравнения (27-6). Если в распределении молекул воздушного слоя под влиянием разрежения воздуха наступает определенное изменение, то диэлектрическая прочность воздуха в однородном электрическом поле изменяется пропорционально плотности воздуха

$$g'_0 = \delta g_0 .$$

В неоднородном электрическом поле толщина активированного слоя зависит от плотности воздуха δ. Эту зависимость в общем случае можно выразить в виде

$$0{,}301 \sqrt{r} \cdot \varphi(\delta) .$$

Из этого видно, что полное выражение для пробивного градиента g_v будет содержать также и плотность воздуха:

$$g_v = g_0 \delta \left(1 + \frac{0{,}301}{\sqrt{\delta r}}\right). \qquad (27\text{-}7)$$

Реек рекомендует применять эту формулу вплоть до плотности воздуха, равной $\delta = 0{,}02$.

При определенном расположении электродов диэлектрическая прочность воздуха в течение его разрежения до определенного минимума понижается, однако же, при дальнейшем разрежении воздуха она быстро повышается как показано на рис. 27-13. В однородном электрическом поле минимальный градиент g_v зависит от произведения разрядного расстояния x на давление p или же расстояния x на плотность воздуха δ. Здесь справедливо равенство

$$px = K \quad \text{или} \quad \delta x = K' \qquad (27\text{-}8)$$

называемое законом Пашена. При значительном возрастании вакуума расстояние между молекулами по сравнению с размерами эвакуированного пространства будет тоже значительным, так что ионизация в результате соударений молекул будет слабой. В результате кажущаяся диэлектрическая прочность воздуха будет быстро возрастать. При дальнейшем возрастании вакуума создается источник ионизации проводника (напр. у Рентгеновских трубок). В таблице 27-3 приведены значения пробивных потенциалов, как функции произведений (px) или (δx). На основании этой таблицы можно контролировать диэлектрическое напряжение в узких щелях. Если удаление электродов столь мало, что активированный слой будет тоньше чем $0{,}301 \sqrt{r}$, то кажущийся пробивной градиент будет возрастать.

На основании этих сведений можно дополнить ранее приведенный расчет диэлектрического напряжения в пазу. Мы предполагали, что пробивной градиент воздуха $g_v = 31$ кв/см. Это справедливо для машины в холодном состоянии. Если же, однако, машина при нагрузке нагреется и если предположить,

что температура в воздушном зазоре между изоляционной гильзой и боковой стенкой паза достигнет

$$t = 120°C\,,$$

то плотность воздуха в этом месте понизится до

$$\delta = \frac{3{,}92\,.\,76}{273 + 120} = 0{,}76\,.$$

Этой плотности воздуха соответствует пробивной градиент воздуха

$$g_v' = 31\,.\,0{,}76 = 23{,}5 \quad [\text{кв/см}]\,.$$

Таблица 27-3

Пробивные напряжения в зазорах малой толщины при различных плотностях воздуха E_{max} (F. W. Peek[68])

E_{max} Пробивное напряжение максимально вольт	px	$\delta\,.\,x$
	0,010	0,000132
1050	0,015	0,000197
640	0,020	0,000264
400	0,030	0,000394
355	0,040	0,000526
350	0,050	0,000660
395	0,100	0,001320
550	0,300	0,003950
700	0,500	0,00660
850	0,700	0,00920
1030	0,965	0,01270
1700	1,930	0,02540
2200	2,900	0,03820
2700	3,860	0,05100
3750	5,800	0,07650
4680	7,740	0,1020
5600	9,660	0,1270
6530	11,600	0,1520
7370	13,520	0,1770
8210	15,450	0,2010

x = толщина зазора в см
p = барометрическое давление в см
δ = относительная плотность воздуха

Закон Пашена гласит: Для нахождения пробивного напряжения барометрическое давление p или плотность воздуха δ следует умножить на толщину зазора. Для полученного произведения находится напряжение E_{max}.

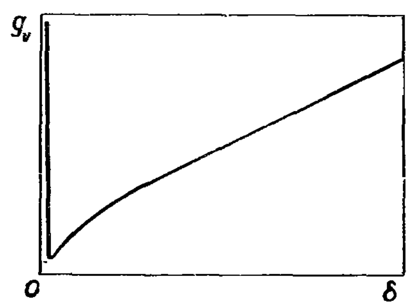


Рис. 27-13. Диэлектрическая прочность воздуха (g_v) в зависимости от его плотности (δ).

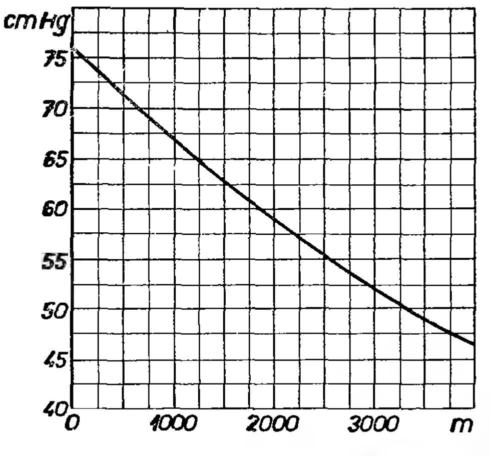


Рис. 27-14. Барометрическое давление в зависимости от высоты н. у. м.

Таким образом в результате нагрева машины эффект короны существенно увеличивается. Если произвести проверку диэлектрического напряжения по закону Пашена (см. табл. 27-3), принимая $x = 0{,}025$ и $\delta = 0{,}76$, то для тонких воздушных слоев найдем гораздо более благоприятный пробивной градиент $g_v = 54{,}5$ кв/см.

Если допустить, что катушка передвинулась к одной боковой стенке паза, то на одной стороне образуется зазор $x = 0{,}05$ см. Согласно закону Пащена имеем $x\delta = 0{,}05 \times 0{,}76 = 0{,}038$; по таблице 27-3 найдем величину пробивного градиента

$$g_v = \frac{2200}{0{,}05} = 44 \quad [\text{кв/см}] .$$

Далее следует учитывать и высоту н. у. м. местности, где машина будет установлена. На рис. 27-14 приведена диаграмма. характеризующая барометрическое давление b в зависимости от высоты н. у. м., выраженное в см рт. ст. Если напр. машину установить на высоте 1500 м. н. у. м., то по диаграмме (рис. 27-14) определим, что этой высоте соответствует барометрическое давление $b = 62{,}5$ см. При температуре 25°С плотность воздуха будет равна

$$\delta = \frac{3{,}92 \,.\, 62{,}5}{273 + 25} = 0{,}82 .$$

Этой плотности воздуха соответствует пробивной градиент

$$g_v = 31 \,.\, 0{,}82 = 25{,}4 \quad [\text{кв/см}] .$$

Применяя закон Пашена получим

$$x\delta = 0{,}025 \,.\, 0{,}82 = 0{,}0205 .$$

Этому значению соответствует градиент для тонкого воздушного слоя

$$g_v = \frac{1440}{0{,}025} = 57{,}6 \quad [\text{кв/см}] .$$

Рассмотрим снова случай, когда катушка передвинулась к одной боковой стенке паза. Здесь зазор между катушкой и боковой стенкой паза будет $x = 0{,}05$ см. Согласно закону Пашена будет $x\delta = 0{,}041$. Этому значению соответствует градиент

$$g_v = \frac{2302}{0{,}05} = 46 \quad [\text{кв/см}] .$$

При температуре 120°С плотность воздуха будет

$$\delta = \frac{3{,}92 \,.\, 62{,}5}{273 + 120} = 0{,}624 .$$

Этому значению соответствует градиент

$$g_v = 31 . 0{,}624 = 19{,}3 \quad [\text{кв/см}] .$$

Если одновременно произвести проверку по закону Пашена, принимая $x = 0{,}025$, то получим произведение в виде

$$x\delta = 0{,}025 . 0{,}624 = 0{,}0156$$

и по таблице 27-3 найдем пробивной градиент

$$g_v = \frac{1183}{0{,}25} = 47{,}3 \quad [\text{кв/см}] .$$

И наконец, рассмотрим случай боковог сдвига катушки в пазу. Здесь $x = 0{,}05$ см и произведение $x\delta = 0{,}05 \times 0{,}624 = 0{,}0312$. По таблице 27-3 найдем

$$g_v = \frac{1926}{0{,}05} = 39{,}5 \quad [\text{кв/см}] .$$

В дальнейшем параграфе рассмотрим средства дла предотвращения вредного влияния короны.

В таблице 27-4 приведены постоянные для диэлектрических расчетов.

в) СРЕДСТВА ДЛЯ ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ КОРОНЫ В ПАЗАХ И НА ВЫСТУПАХ ПРОВОДНИКОВ ИЗ ПАЗОВ

α) Полупроводящие покрытия

В предыдущем параграфе на численном примере было показано, что в пазах и на их концах может образоваться корона, разрушающая изоляцию проводника. Влияние короны уже заметно у машин напряжением 5000 в и выше. Предотвращение короны путем утолщения изоляционных гильз в пазах, вследствие потери активного пространства в пазах и снижения мощности машины, является нецелесообразным. Помимо этого утолщение изоляции ухудшает охлаждение машины. Поэтому применяются иные средства для подавления влияния короны.

Корону можно устранять при помощи полупроводящих покрытий в пазах и на выступах проводников из пазов. Выполнение таких покрытий разнообразно. Обычно применяются следующие способы подавления короны:

1. Шоопирование, при котором изоляционная гильза в пазу покрывается металлическим порошком, напр. алюминия, кондуктивно соединенным с листами стали.

Таблица 27-4

Постоянные изоляций

Материал	Удельный вес [г/см³]	Диэлектрическая прочность				Диэлектрическая постоянная	tg δ при 1000 ц/с	удельная теплоемкость 20°С	Допустимая рабочая температура [°С]	Примечания
		Толщина [мм]	Темпера-тура [°С]	Время [мин]	Градиент [кв/мм]					
спирт	0,79					16—31				
азбест	3,00							0,2	400	
азбестовая бумага	0,75				2,0	5—8				
азбестовый картон	1,50				2,3					
азбестовый сланец	1,8—2,1				2,8					
асфальт						2,5—2,7				
бакелизированная бумага	1,30				15,0	5	0,03	0,35	100	
бакелитовые штамповки	1,60				6,0	4	0,03	0,40	130	
битум чистый	1,20				1,5	2,7			50	
битум вулканизированный	1,25				5,0	4,5			100	
сланцы	2,80				0,5	6,7—7,4		0,20		
хлопчатобумажная лента непропитанная					0,5				95	
хлопчатобумажная лента пропитанная олифой	120—360 г/м²	0,1 —0,3	120	1	45—33	4,5—5,5	0,10		120	Бретон-бак
целлулоид	0,80				28	5,8				
древесина пропитанная	0,8—0,9				6,4—3,0	3,0—3,5			100	
эбонит	1,4				50	2,8	0,005	0,33	80	
фибра непропитанная	0,7—1,0	1—3	20	5	28—12	2,5			120	
фибра пропитанная маслом	0,9—1,5	1—3	90	5	21—6	4,5—5,0			120	
гутаперча	0,98					4,5	0,02			
шелк	1,30							0,33	95	
шелк пропитанный в олифе	55—210	0,05—0,2	20	1	10—30				120	Бретонбак
канифоль	1,1					3,0				
каучук твердый	0,94				18	3,0	0,005	0,40	50	
каучук вулканизированный	1,50				10	4,0	0,01	0,42	70	
кварц плавленный	2,20				13	3,5	0,002	0,19	1050	
кварц кристаллический	2,7					4,4				
картон глянцевый пропитанный маслом	1,40	0,25—5,0	25	1	25—15	4—6			95	

картон глянцевый непропитанный	1,25				7,0	6,0			95	
картон бакелитизированный	1,40	1,0 —3,0	20	1	28—12	4,0			120	
льняное масло	0,95					3,5				
мрамор	2,7				2,0	7,0	0,03	0,22		
олеат свинца						5,0				
пальмитат свинца						5,2				
бумага непропитанная	0,82—1,0		20	1	5,0	2,0—2,6	0,07		90	
бумага шеллачная	1,0	0,05—0,12							100	Бретонбак
бумага пропитанная олифой		0,03—0,3	20	1	50—28	3,5			120	
бумага парафиновая	1,40					3,5				Бретонбак
бумага пропитанная маслом	1,25		100	100	19	4,0			120	Бретонбак
парафин	0,88				12	2,1—2,5	0,003	0,69	35	
фарфор	2,40				15	5,7—6,8	0,008	0,21	1000	
сера	2,0					4,0	0,0003	0,23	100	
кронглас	2,2				6,0	4,8—6,0	0,018	0,19		
флинтглас	4,5				6,0	6,6—10		0,12		
стекло пирекс					9,0	5,3	0,003			
стеклоткань	85—450 г/м²	0,06—0,3	20	1	13—20				130	Бретонбак
			150	1	6,5—10,5					
силиконая стеклоткань	85—450 г/м²	0,06—0,3	20	1	12—18	6,0			180—200	Бретонбак
			150	1	6,5—11					
слюда (мусковит)	2,8				40	5,0—70	0,02	0,21	750	
миканит (80% слюды)	2,0—2,3	0,15—1,0	20	1	20—18	5,3			130	Бретонбак
миканитовая бумага	1,9—2,1	0,20—0,60	20	1	20—21,5	5,0			130	Бретонбак
миканитовый шелк	1,9—2,1	0,07—0,16	20	1	14—12	5,0			130	Бретонбак
шеллачный микафолий с 48—45% содержанием слюды	170—200 г/м²	1,0 —2,0		1	25—23,5	4,0			130	Бретонбак
асфальтовый микафолий	170 г/м²	1,0 —2,0		1	25—24	4,0			130	Бретонбак
этоксиловый микафолий	190 г/м¹	1,0 —2,0		1	25—23,5	4,0			130	Бретонбак
миканитовые ленты										
мика-бумага		0,08—0,1	20	1	37,5—30	4,0			130	Бретонбак
мика — шелк		0,08—0,10	20	1	435—35	4,0			130	Брегонбак
мика — полотно		0,20	20	1	17,5	4,0			130	Бретонбак
стеарат свинца						5,2				
стеатит	2,60				0,6			0,2	1500	
шеллак	1,0				11,0	2,9—3,7			75	
трансформаторное масло	0,8—0,9					2,0—2,5		0,48	85	
вода 18°C	1,0					79—81		1,0		

2. Покрытие изоляционной гильзы спиртным раствором смолы и коллоидального графита. Покрытие выполняется кисточкой или пистолетом-распылителем.
3. Намотка графитизированной бумаги на миканитовую изоляционную гильзу. Приклейка шеллаком или иным клеящим веществом.
4. Намотка азбестовой графитизированной ленты.

Удельное сопротивление этих полупроводящих покрытий колеблется в пределах $10^3 - 10^{10}$ Ω на см ширины и длины в зависимости от способа их выполнения. На местах, где проводники выступают из пазов, удельное сопротивление полупроводящих покрытий распределяется так, что на выступах проводников из паза оно меньше, а на удаленной стороне — больше. При высоких напряжениях представляется целесообразным снабжать полупроводящими покрытиями также и лобовые части катушек, с целью предотвращения образования короны между ними и металлическими опорами, противодействующими силам короткого замыкания. В таком случае лобовые части следует тщательно пропитывать и опрессовывать для устранения воздушных прослоек в изоляционных гильзах лобовых частей и добиваться стойкости лобовых частей против воздействий сил короткого замыкания. При целесообразной защите машины полупроводящими покрытиями безопасность ее существенно повышается.

По данным Шенкеля фирма Сименс проводила напряжением до 110 кв испытания высоковольтных машин, при которых следы искрения обнаружены не были. В Чехословакии полупроводящие покрытия применяла фирма Чешско-моравска-Кольбен-Данек уже 25 лет тому назад.

Следует отметить, что иногда представляется целесообразным применять полупроводящие покрытия и внутри изоляционной гильзы. Если комбинированные стержневые проводники (напр. у турбоальтернаторов) имеют острые грани, образовавшиеся в результате транспозиции проводников, то диэлектрическое напряжение на гранях проводников можно существенно понизить путем внешнего оформления комбинированного стержня соответствующей массой с целью устранения влияния острых граней. На таким образом оформленные комбинированные стержни наносится полупроводящее покрытие, кондуктивно соединенное со стержнем. Затем стержень обмотки снабжается обычной миканитовой гильзой с внешним полупроводящим покрытием.

Здесь уместно упомянуть также и о поведении водорода, применяемого в качестве охлаждающей среды. Напряжение, вызывающее образование короны, при применении водорода примерно на 30% ниже, чем при использовании воздуха. Однако это обстоятельство не имеет здесь никакого значения, так как коррозия, вызываемая электростатическими разрядами, в водородной среде вообще не проявляется. Длительные испытания показали, что даже интенсивные разряды не оказывают вредного влияния.

Испытания полупроводящих покрытий проводили Геллер, Веверка и Кульда.

Согласно результатам этих испытаний удельное сопротивление покрытий в пределах $10^5 \div 10^7 \Omega/\text{см}^2$ считается благоприятным. Веверка в своем труде[96] привел расчет напряжений для одноступенчатых и двухступенчатых полупроводящих покрытий.

β) Одноступенчатое полупроводящее покрытие

Распределение электрического потенциала по полупроводящему покрытию длиной l определяется по известным телеграфным уравнениям

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = Ri + L\frac{\partial i}{\partial t},$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = Au + C\frac{\partial u}{\partial t},$$

где u — мгновенное напряжение в сечении с абсциссой x (см. рис. 27-15), i — соответствующий мгновенный ток, R — сопротивление в Ω/см, L — индуктивность в гн/см, C — емкость в ф/см, A — утечка в $(1/\Omega)$/см, t — время в секундах. В нашем случае принимаем $L = 0$, $A = 0$, в результате приведенное выше уравнение упрощается

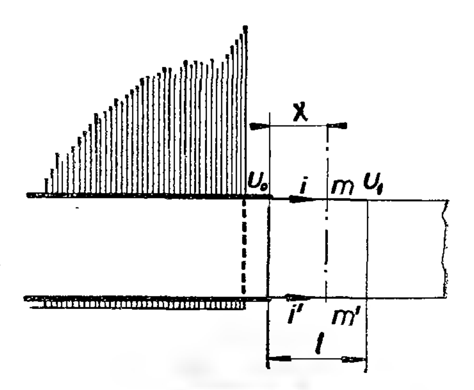


Рис. 27-15. Одноступенчатое полупроводящее покрытие.

$$-\frac{\partial u}{\partial x} = Ri, \tag{27-9}$$

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C\frac{\partial u}{\partial t}. \tag{27-10}$$

Продифференцируем уравнение (27-9) по x и после подстановки в (27-10) получим

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = RC\frac{\partial u}{\partial t}. \tag{27-11}$$

Если поступать аналогично с уравнением (27-9), дифференцируя его по времени t, и с уравнением (27-10), дифференцируя его по x, то получим

$$\frac{\partial^2 i}{\partial x^2} = RC\frac{\partial i}{\partial t}. \tag{27-12}$$

Уравнения (27-11) и (27-12) имеют одинаковый вид. Уравнение (27-11) решается так, что сначала значение u принимается равным

$$u = (A\cosh \alpha x + B\sinh \alpha x)\,\underline{/\omega t}, \tag{27-13}$$

из которого после подстановки получим

$$\alpha^2 = j\omega RC .$$

Тогда имеем

$$\alpha = \pm\sqrt{j\omega RC} = \pm\sqrt{\frac{\omega RC}{2}}\cdot(1 + j) . \qquad (27\text{-}14)$$

В дальнейшем величину α выбираем положительной. Краевые постоянные найдем, если в уравнении (27-13) приравняем $x = 0$, откуда получим

$$A = U_0 ,$$

где U_0 начальное напряжение.

Если в уравнение (27-9) подставить выражение (27-13), предполагая что ток $I = 0$ на расстоянии $x = l$, то получим

$$B = -U_0 \operatorname{tgh} \alpha l .$$

Если эти постоянные ввести в (27-13), то эффективное напряжение в месте x будет

$$U = U_0[\cosh \alpha x - \operatorname{tgh} \alpha l \sinh \alpha x] . \qquad (27\text{-}13')$$

Эффективный ток в месте x получается по уравнению (27-9) путем подстановки (27-13):

$$I = -\frac{\alpha U_0}{R}[\sinh \alpha x - \operatorname{tgh} \alpha l \cosh \alpha x] . \qquad (27\text{-}14')$$

В месте $x = l$ напряжение согласно уравнению (27-13′) будет равно

$$U_1 = \frac{U_0}{\cosh \alpha l} . \qquad (27\text{-}15)$$

Градиент напряжения в начале покрытия, т. е. при $x = 0$ будет равен

$$g = -\left(\frac{\partial U}{\partial x}\right)_{x=0} = \alpha U_0 \operatorname{tgh} \alpha l , \qquad (27\text{-}16)$$

а в месте $x = l$ будет $g_1 = 0$.

Аналогично, ток I в месте $x = 0$ будет равен

$$I_0 = \frac{\alpha U_0}{R} \operatorname{tgh} \alpha l \qquad (27\text{-}17)$$

и в месте $x = l$

$$I_1 = 0 .$$

Преобразуем уравнения (27-15), (27-16) и (27-17), полагая в выражении (27-14)

$$\sqrt{\frac{\omega RC}{2}} = \alpha_0 . \qquad (27\text{-}18)$$

Тогда уравнение (27-15) примет вид

$$U_1 = \frac{U_0}{\cosh[(1 + j)\,\alpha_0 l]}.$$

Преобразуем соответствующий знаменатель и получим

$$\cosh(\alpha l) = \cosh[(1 + j)\,\alpha_0 l] = \cosh \alpha_0 l \cos(\alpha_0 l) + j \sinh(\alpha_0 l) \sin(\alpha_0 l),$$

После подстановки в приведенное выше выражение будет

$$U_1 = U_0 \frac{\cosh(\alpha_0 l)\cos(\alpha_0 l) - j\sinh(\alpha_0 l)\sin(\alpha_0 l)}{\cos^2\mathrm{h}(\alpha_0 l)\cos^2(\alpha_0 l) + \sin^2\mathrm{h}(\alpha_0 l)\sin^2(\alpha_0 l)}.$$

После дальнейших преобразований в знаменателе получим

$$U_1 = \frac{U_0\sqrt{2}}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_0 l) + \cos(2\alpha_0 l)]}}\,\cdot$$

$$\cdot\,\frac{\sqrt{2}\cosh(\alpha_0 l)\cos(\alpha_0 l) - j\sqrt{2}\sinh(\alpha_0 l)\sin(\alpha_0 l)}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_0 l) + \cos(2\alpha_0 l)]}}. \qquad (27\text{-}19)$$

Помимо этого принимаем

$$\sqrt{2}\frac{\cosh(\alpha_0 l)\cos(\alpha_0 l)}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_0 l) + \cos(2\alpha_0 l)]}} = \cos\Psi;\ \sqrt{2}\frac{\sinh(\alpha_0 l)\sin(\alpha_0 l)}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_0 l) + \cos(2\alpha_0 l)]}} = \sin\Psi, \qquad (27\text{-}19')$$

так что напряжение на крае покрытия будет

$$U_1 = \frac{U_0\sqrt{2}}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_0 l) + \cos(2\alpha_0 l)]}}\,\underline{/-\Psi}. \qquad (27\text{-}20)$$

Под влиянием емкости вектор напряжения U_1 сместится по фазе относительно вектора U_0 на угол $-\psi$.

Аналогично можно преобразовать и выражение (27-16)

$$g_0 = \alpha_0 U_0 \frac{[\sinh(2\alpha_0 l) - \sinh(2\alpha_0 l)] + j[\sinh(2\alpha_0 l) + \sin(2\alpha_0 l)]}{\cosh(2\alpha_0 l) + \cos(2\alpha_0 l)}. \qquad (27\text{-}21)$$

И наконец из уравнения 27-17 получим

$$I_0 = \frac{\alpha_0 U_0}{R}\frac{[\sinh(2\alpha_0 l) - \sin(2\alpha_0 l)] + j[\sinh(2\alpha_0 l) + \sin(2\alpha_0 l)]}{\cosh(2\alpha_0 l) + \cos(2\alpha_0 l)}. \qquad (27\text{-}22)$$

Пример I

В качестве примера рассмотрим простое полупроводящее покрытие проводников (рис. 27-12). Средняя окружность гильзы $O = 14$ см, так что площадь

покрытия на 1 см длины проводника будет $S = 14$ см^2. Если помимо этого предположить, что толщина изоляционной гильзы $\delta = 0{,}4$ см и диэлектрическая постоянная $\varepsilon = 4$, то получим емкость на 1 см длины проводника в виде

$$C = \frac{1}{9 \,.\, 10^{11}} \,.\, \frac{S\varepsilon}{4\pi\delta} = \frac{1}{9 \,.\, 10^{11}} \,.\, \frac{14 \,.\, 4}{4\pi \,.\, 0{,}4} = 1{,}24 \,.\, 10^{-11} \quad [\text{ф/см}] \,.$$

Пусть удельное сопротивление полупроводящего покрытия будет $\varrho = 10^9$ Ω/см^2, тогда сопротивление на 1 см длины проводника будет равно

$$R = \frac{10^9}{14} = 7{,}14 \,.\, 10^7 \doteq 7 \,.\, 10^7 \,\Omega/\text{см} \,.$$

При частоте машины $f = 50$ имеем $\omega = 2\pi \,.\, 50 \doteq 314$. Тогда по выражению (27-18) получим

$$\alpha_0 = \sqrt{\frac{314 \,.\, 7 \,.\, 10^7 \,.\, 1{,}24 \,.\, 10^{-11}}{2}} = 0{,}36925 \,.$$

При длине полупроводящего покрытия $l = 5$ см имеем

$$2\alpha_0 l = 3{,}6925 \,,$$

тогда по (27-20) и (27-19') получим эффективное напряжение, при условии что $U_0 = 6{,}35$ кв

$$U_1 = \frac{6{,}35\sqrt{2}}{\sqrt{(\cosh 3{,}6925 + \cos 3{,}6925)}} \underline{/-\psi} = 2{,}05 \underline{/-106°30'} \,. \quad [\text{кв}] \,.$$

Наибольший эффективный градиент будет

$$g_0 = 0{,}36925 \,.\, 6{,}35 \frac{[\sinh 3{,}6925 - \sin 3{,}6925] + j[\sinh 3{,}6925 + \sin 3{,}6925]}{\cosh 3{,}6925 + \cos 3{,}6925} \,;$$

откуда после вычислений получим

$$g_0 = 3{,}46 \underline{/46°30'} \quad [\text{кв/см}] \,.$$

Если узел не заземлен а заземлена лишь одна фаза, то приведенный градиент будет в $\sqrt{3}$ раза больше, т. е.

$$g_0' = 6 \underline{/46°30'} \quad [\text{кв/см}] \,.$$

Испытательному напряжению 25 кв будет соответствовать градиент

$$g_0'' = \frac{25}{6{,}35} 3{,}46 \underline{/46°30'} = 13{,}6 \underline{/46°30'} \quad [\text{кв/см}] \,.$$

Амплитуда этого градиента будет

$$g''_{0_{\max}} = 13{,}6\sqrt{2} \underline{/46°30'} = 19{,}2 \underline{/46°30'} \quad [\text{кв/см}] \,.$$

Его величина не достигает величины напряжения, вызывающего корону в воздухе, т. е. 31 кв/см при 20°C и 23,5 кв/см при 120°C. Поэтому полупроводящее покрытие можно считать пригодным. Амплитуда краевого эффективного напряжения $U_1 = 2{,}05 \underline{/-106°30'}$ при заземлении узла будет

$$U_{1_{\max}} = 2{,}05\sqrt{2}\,\underline{/-106°30'} = 2{,}9\,\underline{/-106°30'} \quad [\text{кв}].$$

Соответствующая амплитуда в случае изолированного узла и заземления одной фазы будет равна

$$U'_{1_{\max}} = 2{,}9\sqrt{3}\,\underline{/-106°30'} = 5\,\underline{/-106°30'} \quad [\text{кв}].$$

При испытаниях на напряжение 25 кв напряжение будет равно

$$U''_{1_{\max}} = 2{,}9\,\frac{25}{6{,}35}\,\underline{/-106°30'} = 11{,}4\,\underline{/-106°30'} \quad [\text{кв}].$$

Его допустимую величину можно проверить по формулам Веллауэра[99], который полагает, что амплитуда напряжения, вызывающего корону $U_{k_{\max}}$ выражается эмпирической формулой

$$U_{k_{\max}} = k_1\left(\frac{a}{\varepsilon_r}\right)^{0{,}45} \quad [\text{кв}], \tag{27-23}$$

а напряжение, вызывающее скользящие разряды, дается выражением

$$U_{g_{\max}} = k_2\left(\frac{a}{\varepsilon_r}\right)^{0{,}45} \quad [\text{кв}], \tag{27-24}$$

где a — толщина изоляционной гильзы в мм, ε_r — диэлектрическая константа. Константы k_1 и k_2 имеют следующие значения:

при металлических покрытиях в воздухе .... $k_1 = 3{,}0$; $k_2 = 27$;
при полупроводящих покрытиях в воздухе.............. $k_1 = 4{,}3$; $k_2 = 27$;
при металлических и полупроводящих покрытиях в масле $k_1 = 10{,}6$; $k_2 = 27$;

Если на основании этих формул произвести соответствующую проверку, принимая $a = 4$ мм, $\varepsilon_r \doteq 4$, то получим выражения для напряжения вызывающего корону

$$U_{k_{\max}} = 4{,}3\left(\frac{4}{4}\right)^{0{,}45} = 4{,}3 \quad [\text{кв}]$$

и для напряжения вызывающего скользящие разряды

$$U_{g_{\max}} = 27\left(\frac{4}{4}\right)^{0{,}45} = 27 \quad [\text{кв}].$$

Иную проверку разрядных напряжений можно произвести по диаграмме на рис. 27-11.

Очевидно, что в случае заземления узла статорной обмотки полупроводящее покрытие будет пригодно. При изолировании узла и заземлении одной из фаз

напряжение, вызывающее образование короны, будет превышены. При испытании эффективным напряжением 25 кв, величина напряжения, вызывающего образование скользящих разрядов, т. е. 27-кв, не будет достигнута.

Что касается поверхностных сопротивлений различных изоляционных материалов, то таковые в значительной степени зависят от влажности воздуха. Соответствующие значения приводятся в таблице 27-5.

Таблица 27-5

Объемные и поверхностные удельные сопротивления диэлектриков (по данным Standard Handbook for Electrical Engineers Mac Graw-Hill Co, New York 1941, стр. 342)

Материал	Поверхностное удельное сопротивление мΩ/см			объемное удельное сопротивление мΩ/см
	50% влажность	70% влажность	90% влажность	
сланец	9×10	3×10	1×10	1×10^2
целлулоид	5×10^4	2×10^4	2×10^3	2×10^4
цемент Котинский	7×10^3	3×10^8	5×10^5	2×10^9
красное дерево пропитанное парафином	4×10^6	5×10^5	7×10^3	4×10^7
фибра красная	2×10^4	3×10^3	2×10^2	5×10^3
резина твердая, новая	3×10^9	1×10^8	2×10^3	1×10^{12}
янтарь	6×10^3	2×10^8	1×10^5	5×10^{10}
канифоль	6×10^8	3×10^8	2×10^8	5×10^{10}
кварц плавленный	3×10^6	2×10^3	2×10^2	5×10^{12}
мрамор итальянский	3×10^3	2×10^2	2×10	1×10^5
парафин	9×10^6	7×10^9	6×10^9	1×10^{10}
фарфор неглазирован.	6×10^5	7×10^3	5×10	3×10^8
сера	7×10^6	4×10^9	1×10^8	1×10^{11}
стеклянные пластины	5×10^4	6×10	2×10	2×10^7
стекло Кавалиера	4×10^6	4×10^3	1×10^3	8×10^9
слоновая кость	5×10^3	1×10^3	3×10	2×10^2
слюда бесцветная	2×10^7	4×10^5	8×10^3	2×10^{11}
шеллак	6×10^7	3×10^6	7×10^3	1×10^{10}
воск клеящий	2×10^9	6×10^8	9×10^7	8×10^9
воск пчелиный желтый	6×10^3	6×10^3	5×10^3	2×10^9

γ) Двухступенчатое полупроводящее покрытие

Для высоковольтных машин представляется целесообразным применять двухступенчатые полупроводящие покрытия, как видно из рис. 27-16. При решении этой проблемы и здесь исходят из известных телеграфных уравнений. Для второй ступени полупроводящего покрытия длиной l_2 (рис. 27-16) аналогично уравнению (27-14) имеем:

$$\alpha_2 = \sqrt{(j\omega R_2 C)} = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \cdot (1 + j), \qquad (27\text{-}25)$$

или

$$\alpha_2 = \alpha_{20}(1 + j) \tag{27-25'}$$

при условии что

$$\alpha_{20} = \sqrt{\frac{\omega R_2 C}{2}}. \tag{27-26}$$

И в этом случае R_2 обозначает сопротивление полупроводящего покрытия на 1 см длины проводника, C — емкость выраженную в ф/см и $\omega = 2\pi f$. Тогда краевое напряжение покрытия второй ступени U_2 согласно (27-15), (27-20) и (27-19') будет равно

$$U_2 = \frac{U_1}{\cosh \alpha_2 l_2} = \frac{U_1 \sqrt{2}}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_{20} l_2) + \cos(2\alpha_{20} l_2)]}} \underline{/-\psi_2}, \tag{27-27}$$

где

$$\sin \Psi_2 = \sqrt{2} \cdot \frac{\sinh(\alpha_{20} l_2) \sin(\alpha_{20} l_2)}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_{20} l_2) + \cos(2\alpha_{20} l_2)]}}, \tag{27-28}$$

$$\cos \Psi_2 = \sqrt{2} \cdot \frac{\cosh(\alpha_{20} l_2) \cos(\alpha_{20} l_2)}{\sqrt{[\cosh(2\alpha_{20} l_2) + \cos(2\alpha_{20} l_2)]}}.$$

Градиент напряжения в месте $x = l_1$ получится по формуле (27-16)

$$g_1 = \alpha_2 U_1 \operatorname{tgh}(\alpha_2 l_2) \tag{27-29}$$

величина же тока емкости в месте $x = l_1$ следует из уравнения (27-17)

$$I_1 = \frac{\alpha_2 U_1}{R_2} \operatorname{tgh}(\alpha_2 l_2). \tag{27-30}$$

В точке соприкосновения обеих ступеней $x = l_1$ напряжения и токи обоих покрытий будут равновелики. Исходя из этого условия можно определить распределение потенциала по обоим проводящим покрытиям. Предположим, что сопротивление на 1 см длины первого покрытия длиной l_1 будет R_1, а емкость — — C. Пользуясь уравнением (27-13) найдем, что в месте $x \leq l_1$ будет

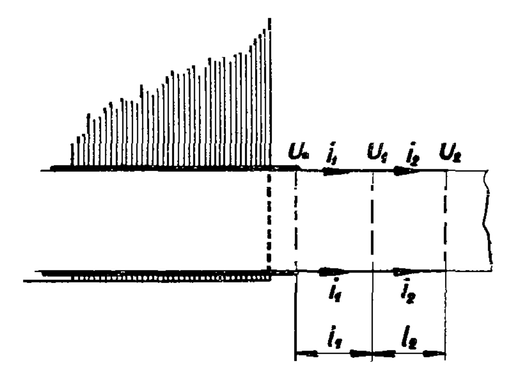


Рис. 27-16. Двухступенчатое полупроводящее покрытие.

$$u_{1_x} = (A_1 \cosh \alpha_1 x + B_1 \sinh \alpha_1 x) \underline{/\omega t}, \tag{27-31}$$

где

$$\alpha_2 = \sqrt{\frac{\omega R_1 C}{\lambda}} \cdot (1 + j) = \alpha_{10}(1 + j). \tag{27-32}$$

При $x = 0$, согласно уравнению (27-31) имеем

$$A_1 = U_0 .$$

По уравнению (27-9) имеем

$$i_1 = -\frac{1}{R_1}\frac{\partial u_{1_x}}{\partial x} .$$

После подстановки из уравнения (27-31) принимая $x = l_1$, получим вторую постоянную

$$B_1 = -\left[\frac{R_1 I_1}{\alpha_1 \cosh(\alpha_1 l_1)} + U_0 \operatorname{tgh}(\alpha_1 l_1)\right] . \tag{27-33}$$

Если известны постоянные A, B, то по уравнению (27-31) можно определить напряжение U_1 в месте $x = l_1$

$$U_1 = \frac{U_0}{\cosh(\alpha_1 l_1)} - \frac{R_1 I_1}{\alpha_1}\operatorname{tgh}(\alpha_1 l_1) .$$

Если вместо I_1 подставить выражение (27-30) то после преобразования получим

$$U_1 = \frac{2U\alpha_{20}\cosh(\alpha_2 l_2)}{(\alpha_{10} + \alpha_{20})\cosh(\alpha_1 l_1 + \alpha_2 l_2) - (\alpha_{10} - \alpha_{20})\cosh(\alpha_1 l_1 - \alpha_2 l_2)} . \tag{27-34}$$

Далее из уравнения (27-30) при $x = l_1$ следует

$$I_1 = \frac{\alpha_2 U_0}{R_2}\frac{2\alpha_{20}\sinh(\alpha_2 l_2)}{(\alpha_{10} + \alpha_{20})\cosh(\alpha_1 l_1 + \alpha_2 l_2) - (\alpha_{10} - \alpha_{20})\cosh(\alpha_1 l_1 - \alpha_2 l_2)} . \tag{27-35}$$

В месте $x = 0$ согласно уравнениям (27-9) и (27-31) будет

$$I_0 = \frac{\alpha_1 U_0}{R_1}\operatorname{tgh}(\alpha_1 l_1) + \frac{I_1}{\cosh(\alpha_1 l_1)} ,$$

или

$$I_0 = \frac{\alpha_1 U_0}{R_1}\operatorname{tgh}(\alpha_1 l_1) + \frac{\alpha_2 U_0}{R_2 \cosh(\alpha_1 l_1)} \cdot$$

$$\cdot \frac{2\alpha_{20}\sinh(\alpha_2 l_2)}{(\alpha_{10} + \alpha_{20})\cosh(\alpha_1 l_1 + \alpha_2 l_2) - (\alpha_{10} - \alpha_{20})\cosh(\alpha_1 l_1 - \alpha_2 l_2)} . \tag{27-36}$$

Градиент в месте $x = l_1$ следует из уравнений (27-29) и (27-34):

$$g_1 = \frac{2U_0\alpha_{20}^2(1 + j)\sinh(\alpha_2 l_2)}{(\alpha_{10} + \alpha_{20})\cos(\alpha_1 l_1 + \alpha_2 l_2) - (\alpha_{10} - \alpha_{20})\cosh(\alpha_1 l_1 - \alpha_2 l_2)} . \tag{27-37}$$

И наконец, градиент в месте $x = 0$ следует из уравнения (27-9)

$$g_0 = \frac{R_1 I_1 + \alpha_1 U_0 \sinh(\alpha_1 l_1)}{\cosh(\alpha_1 l_1)} . \tag{27-38}$$

Пример II

Предположим, что вместо первоначального одноступенчатого покрытия имеем двухступенчатое, как показано на рис. 27-16. Размеры сечения самой катушки не меняются. Емкость на 1 см длины проводника и здесь будет

$$C = 1{,}24 \,.\, 10^{-11} \quad [\text{ф/см}]\,,$$

удельное сопротивление первого покрытия длиной $l_1 = 3$ см будет $\varrho_1 = 10^9\ \Omega/\text{см}^2$, и удельное сопротивление второго покрытия длиной $l_2 = 3$ см будет $\varrho_2 = 10^{10}\ \Omega/\text{см}^2$. Этим удельным сопротивлениям соответствуют сопротивления на 1 см длины проводника

$$R_1 = \frac{10^9}{14} = 7{,}14 \,.\, 10^7 \doteq 7 \,.\, 10^7\ \Omega/\text{см}\,,$$

$$R_2 = \frac{10^{10}}{14} = 7{,}14 \,.\, 10^8 \doteq 7 \,.\, 10^8\ \Omega/\text{см}\,.$$

Если и здесь взять $\omega = 2\pi f \doteq 314$, то согласно (27-18) и (27-26) получим

$$\alpha_{10} = \sqrt{\frac{314 \,.\, 7 \,.\, 10^7 \,.\, 1{,}24 \,.\, 10^{-11}}{2}} = 0{,}3692\,,$$

$$\alpha_{20} = \sqrt{\frac{314 \,.\, 7 \,.\, 10^8 \,.\, 1{,}24 \,.\, 10^{-11}}{2}} = 1{,}1674\,,$$

$$\alpha_{10} l_1 = 0{,}3692 \,.\, 3 = 1{,}10748\,; \quad \alpha_{20} l_2 = 1{,}1674 \,.\, 3 = 3{,}5022\,.$$

Эффективное фазное напряжение машины будет $U_0 = 6{,}35$ кв. Тогда из уравнения (27-34) получим

$$U_1 = \frac{2 \,.\, 6{,}35 \,.\, 1{,}1674 \cosh(3{,}5022 + j3{,}5022)}{1{,}5366 \cosh(4{,}6097 + j4{,}6097) + 0{,}7982 \cosh(-2{,}3947 - j2{,}3947)}\,.$$

После вычисления получим значение для эффективного напряжения в виде

$$U_1 = 1{,}5956 - j2{,}7866 = 3{,}211 \underline{/-59°54'} \quad [\text{кв}]\,.$$

Согласно уравнению (27-27) эффективное напряжение U_2 дается выражением

$$U_2 = \frac{U_1}{\cosh(\alpha_2 l_2)} = \frac{3{,}211 \underline{/-59°54'}}{\cosh 3{,}5022 \,.\, \cosh j3{,}5022 + \sinh 3{,}5022 \,.\, \sinh j3{,}5022}\,,$$

после преобразования получим

$$U_2 = 0{,}1934 \underline{/99°28'} \quad [\text{кв}]\,.$$

Ток I_1 вычисляется по формуле (29-30) и выражается в виде

$$I_1 = \frac{1{,}1674(1 + j) \,.\, 3{,}211 \underline{/-59°54'}}{7 \,.\, 10^8} \operatorname{tgh} [3{,}5022(1 + j)] \, 10^3$$

или

$$I_1 = 2{,}4592 \,.\, 10^{-6} \underline{/-16°} \quad [\text{a}] \,.$$

По уравнению (27-36) найдем

$$I_0 = \frac{0{,}3692(1 + j)\, 6{,}35 \,.\, 10^3}{7 \,.\, 10^7} \operatorname{tgh} [1{,}10748(1 + j)] + \frac{2{,}459 \,,\, 10^{-6}}{\cosh [1{,}10748(1 + j)]} \underline{/-16°}$$

и после вычисления получим

$$I_0 = 5{,}2554 \,.\, 10^{-5} \underline{/66°31'} \quad [\text{a}] \,.$$

Далее рассчитаем градиенты напряжения. Из уравнений (27-29) и (27-30) следует

$$g_1 = R_2 I_1 = 7 \,.\, 10^8 \,.\, 2{,}4592 \,.\, 10^{-6} \underline{/-16°}$$

или же

$$g_1 = 1{,}72 \underline{/-16°} \quad [\text{кв/см}] \,.$$

Аналогично получим

$$g_0 = R_1 I_0 = 7 \,.\, 10^7 \,.\, 5{,}255 \,.\, 10^{-5} \underline{/66°31'}$$

или же

$$g_0 = 3{,}68 \underline{/66°31'} \quad [\text{кв/см}] \,.$$

Приведенные выше напряжения и градиенты являются эффективными величинами. Их амплитуды в случае заземления узла обмотки будут следующие

$$U_{0_{max}} = 6{,}35 \sqrt{2} = 9{,}0 \qquad [\text{кв}] \,,$$

$$U_{1_{max}} = 3{,}211 \sqrt{2} \underline{/-59°54'} = 4{,}54 \underline{/-59°54'} \qquad [\text{кв}] \,,$$

$$U_{2_{max}} = 0{,}1934 \sqrt{2} \underline{/99°28'} = 0{,}274 \underline{/99°28'} \qquad [\text{кв}] \,.$$

Эти напряжения распределены относительно равномерно, так что их можно считать приемлемыми. Однако же, в случае изолирования узла обмотки и заземления одной фазы на полупроводящем покрытии появятся следующие напряжения

$$U'_{0_{max}} = 9 \sqrt{3} = 15{,}6 \qquad [\text{кв}] \,,$$

$$U'_{1_{max}} = 4{,}54 \sqrt{3} \underline{/-59°54'} = 7{,}85 \underline{/-59°54'} \qquad [\text{кв}] \,,$$

$$U'_{2_{max}} = 0{,}274 \sqrt{3} \underline{/99°28'} = 0{,}473 \underline{/99°28'} \qquad [\text{кв}] \,.$$

И наконец, испытательному напряжению 25 кв соответствуют следующие напряжения

$$U''_{0_{max}} = 9\,\frac{25}{6{,}35} = 35{,}4 \qquad [\text{кв}],$$

$$U''_{1_{max}} = 4{,}54\,\frac{25}{6{,}35}\,\underline{/-59^\circ 54'} = 17{,}9\,\underline{/-59^\circ 54'} \qquad [\text{кв}],$$

$$U''_{2_{max}} = 0{,}274\,\frac{25}{6{,}35}\,\underline{/99^\circ 28'} = 1{,}07\,\underline{/99^\circ 28'} \qquad [\text{кв}].$$

Если узел обмотки заземлен, то на покрытиях получим следующие амплитуды градиентов

$$g_{0_{max}} = 3{,}68\sqrt{2}\,\underline{/66^\circ 31'} = 5{,}2\,\underline{/66^\circ 31'} \qquad [\text{кв/см}],$$

$$g_{1_{max}} = 1{,}72\sqrt{2}\,\underline{/-16^\circ} = 2{,}43\,\underline{/-16} \qquad [\text{кв/см}].$$

Если узел обмотки не заземлен, а заземлена лишь одна фаза, то амплитуды градиентов будут следующие

$$g'_{0_{max}} = 5{,}2\sqrt{3}\,\underline{/66^\circ 31'} = 9\,\underline{/66^\circ 31'} \qquad [\text{кв/см}],$$

$$g'_{1_{max}} = 2{,}43\sqrt{3}\,\underline{/-16^\circ} \doteq 4{,}2\,\underline{/-16^\circ} \qquad [\text{кв/см}].$$

И наконец амплитуды градиентов, соответствующие испытательному напряжению 25 кв, будут иметь следующие значения

$$g''_{0_{max}} = 5{,}2\,\frac{25}{6{,}35}\,\underline{/66^\circ 31'} = 20{,}4\,\underline{/66^\circ 31'} \qquad [\text{кв/см}],$$

$$g''_{1_{max}} = 2{,}43\,\frac{25}{6{,}35}\,\underline{/-16^\circ} = 9{,}6\,\underline{/-16^\circ} \qquad [\text{кв/см}].$$

Сравнивая эти данные с данными первого примера можно сказать, что условия при двухступенчатом покрытии более благоприятны.

б) Другие средства для предотвращения короны на выступах проводников из пазов

Помимо рассмотренных выше полупроводящих покрытий изоляционных гильз проводников в пазах и на лобовых частях обмоток применяются еще и другие средства для предотвращения короны.

Как известно, повышение предела образования скользящих кистевых разрядов достигается путем покрытия полупроводящего слоя на концевой грани слоем диэлектрика с высокой диэлектрической постоянной. Также известно, что распределение электрического поля можно уравнивать посредством про-

водящих арматур, вложенных в слой изоляционной гильзы по методу Нагеля. Аналогичный способ уравнивания электрического поля применяется также для проходных изоляторов конденсаторного типа.

На рис. 27-17 показаны некоторые способы предотвращения короны на выступах проводников из пазов. Устройство а) по Шенкелю состоит из металлических арматур, покрытых слоем бумаги, входящих в расширенные части пазов. Полупроводящий слой состоит из слоя азбеста, кондуктивно соединяющего арматуры со сталью статора.

Устройство б) основано на принципе проходных изоляторов конденсаторного типа, причем распределение электростатического поля управляется проводящими арматурами, вложенными в слой изоляционной гильзы.

И наконец устройство в), применяемое фирмой Браун-Бовери, состоит из изоляционной гильзы, покрывающей металлическую арматуру, соединенную непосредственно со статорной сталью.

Помимо лобовых частей обмоток следует уделять внимание и лобовым соединениям обмоток, так как изоляция соединений бывает сравнительно тоньше изоляции в пазах. Это объясняется тем, что расстояние между проводниками и сталью сравнительно велико, при чем в цепь электрических силовых линий вводятся слой слюды с диэлектрической постоянной $\varepsilon = 3{,}5-4{,}5$ и слой воздуха с диэлектрической постоянной $\varepsilon = 1$. Из этого следует, что слой слюды электростатически значительно разгружается и главное напряжение переносится на слой воздуха. Значительное электростатическое напряжение проявляется между соединениями и их опорами. Как было уже сказано, электростатические условия можно улучшить путем использования целесообразного устройства полупроводящих покрытий. Помимо этого, металлические части опор следует заземлять так, чтобы избежать несимметричного распределения электрического потенциала, вызванного неодинаковыми сопротивлениями изоляции.

г) ВЫПОЛНЕНИЕ ОБМОТОК ДЛЯ ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕЙИЙ

α) Определение размеров изоляционных гильз

Как было уже ранее сказано, изоляционные гильзы для высоковольтных машин обычно выполняются из микафолия склеенного, по более старым методам шеллаком, а по современным методам — асфальтом, этоксилином и т. д. Наряду с этим применяются и другие изоляционные материалы, напр. ленточные изоляции из слюды, азбестовые ленты, стекловолокнистые ленты и т. д. Изоляционные гильзы с внешней стороны обычно защищены арматурой из электрокартона, фибры и т. д. и снабжены полупроводящим покрытием для предотвращения короны.

Общая толщина гильз зависит от высоты напряжения и мощности машины. Машины малых мощностей, имеющие обычно менее важное значение, снабжаются более тонкими изоляционными гильзами в пазах. И наоборот, изоляционные гильзы для крупных машин, где требуется большая эксплуатационная безопасность, выполняются более массивными. На рис. 27-18 показана зависимость толщины изоляции гильзы от номинального напряжения. Толщина изоляции выбирается между линиями max и min с учетом тех или иных требований.

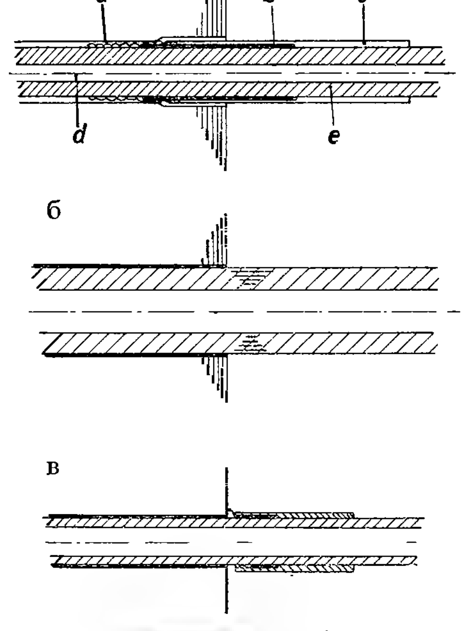


Рис. 27-17. Различные способы оформления выступов проводников из пазов для предотвращения короны.

Величина выступов гильз зависит от номинального напряжения машины. Они выполняются обычно так, что выступ на каждый кв номинального напряжения увеличивается на 1 см. На длину выступа оказывает влияние также и испытательное напряжение машины. Согласно чехословацкому стандарту ЧСН 350 000 машины мощностью от 1 квт (ква) до 10 мвт (мва) испытываются напряжением 1 кв + $2U$,

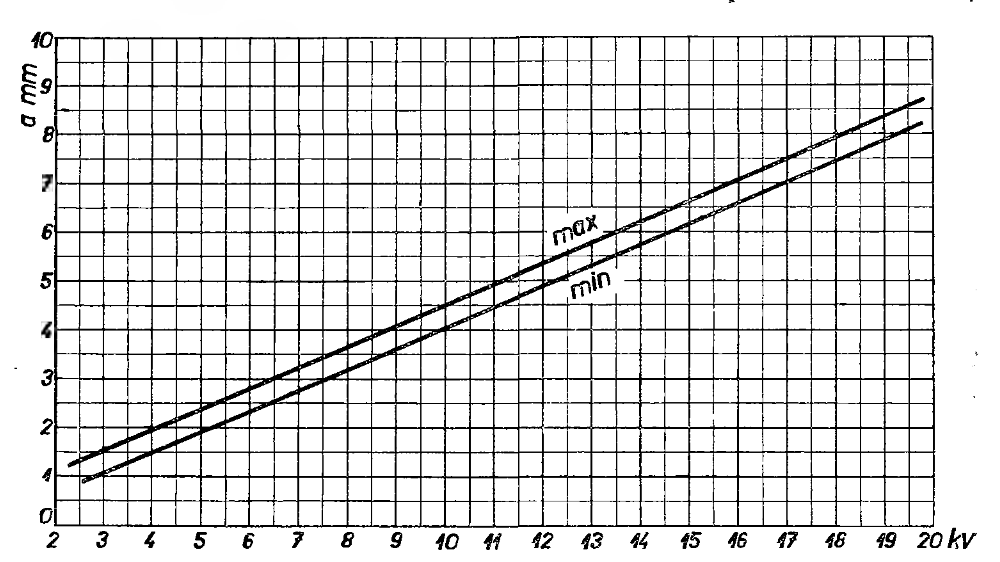


Рис. 27-18. Толщина изоляционной гильзы в зависимости от номинального напряжения.

минимально на 1,5 кв. Машины мощностью от 10 мвт (мва) испытываются напряжением:

при U до 2 кв .... напряжением 1 кв + $2U$,
от 2 кв до 6 кв .... напряжением 2,5 U ,
от 6 кв до 16,5 кв .... напряжением 3 кв + $2U$,
от 16,5 кв .... напряжением по договоренности сторон ,

где U — номинальное напряжение. Величину выступов изоляционных гильз для высоковольтных машин можно контролировать по диаграмме на рис. 27-11. На длину выступов изоляционных гильз влияет также и выполнение изоляции обмотки. При применении непрерывной изоляции, когда часть проводника, размещенная в пазу, изолируется ленточной изоляцией совместно с лобовыми частями катушек, выступы проводников из пазов могут быть несколько короче. И наоборот, при применении комбинированной изоляции, когда микафолиевая изоляция проводника в пазу переходит в ленточную изоляцию лобовых частей обмотки, выступы рекомендуется выполнять несколько большими. При таком способе выполнения изоляции между проводником и изоляционной гильзой имеет место различное термическое растяжение, что может привести к образованию щели между обеими изоляциями на поверхности соприкосновения. Концы микафолиевой изоляции обычно косо обрезаются, как показано на рис. 27-19. При выполнении изоляции согласно рис. 27-19а сначала изолируются микафолием прямые части проводника, затем изоляция косо обрезается и, к таким образом образовавшейся поверхности s, присоединяется изоляция лобовых частей обмотки. Как показано на рис. 27-19б сначала проводится изоляция лобовых частей катушки, а затем — микафолиевая изоляция прямой части проводника. С точки зрения диэлектрической безопасности случай, показанный на рис. 27-19б,более благоприятен.

β) Некоторые типы обмоток для высоких напряжений

Приведем несколько примеров существующих высоковольтных машин. Parsons и Rosen спроектировали турбоальтернатор на напряжение 33 кв, задавшись целью равномерного распределения диэлектрической нагрузки отдельных витков от узла к зажимам в трехфазной обмотке соединенной в звезду с заземленным узлом. Для этой цели обмотка для 33 кв разделяется на три плоскости, как показано на рис. 27-20, составленные из концентрических проводников, так что напряжение внутренних проводников, расположенных вблизи зажимов, будет максимальным, а напряжение внешних проводников, расположенных вблизи узла, — минимальным. Распределение напряжения в диэлектрике между отдельными проводниками в пазу приведено на рис. 27-20. Конструкция обмотки требует заземления узла, так как отдельные плоскости обмотки

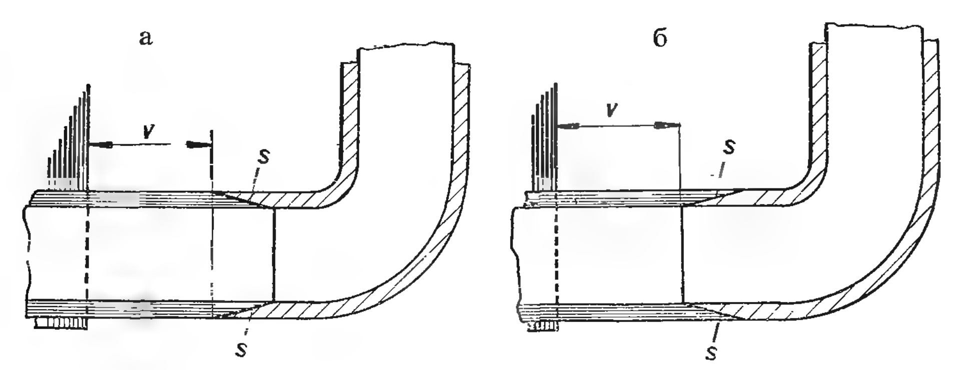


Рис. 27-19. Оформление изоляции в месте перехода проводника в лобовую часть в следующей последовательности: сначала а) изоляция прямой части проводника (внешний конус), затем *b*) изоляция лобовой части (внутренний конус).

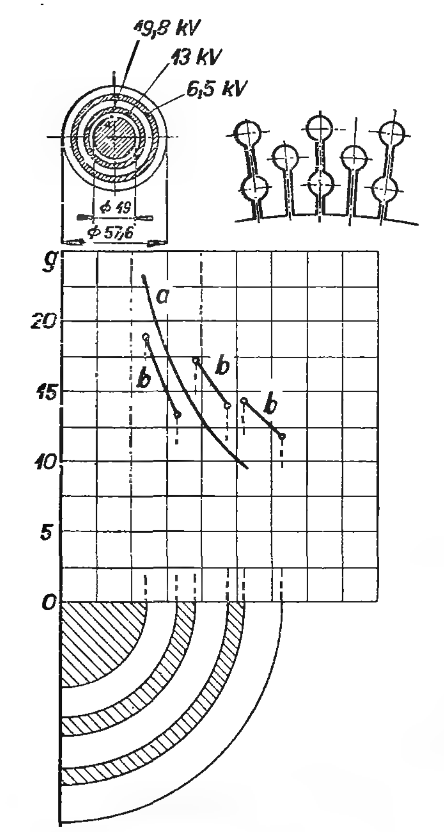


Рис. 27-20. Стержень альтернатора на 33 кв и распределение напряжения в диэлектрике между отдельными проводниками а) диэлектрик сосредоточен в одном слое, б) диэлектрик разделен на три слоя.

изолированы на эксплуатационное напряжение. Недостаток такой конструкции заключается в том, что теплопередача от внутреннего проводника в пазу значительно затруднена наличием трехкратной изоляции.

Фирма Браун-Бовери разрешила проблему обмотки для напряжения 36 кв следующим образом. Были использованы стержни круглого сечения в пазах и вся обмотка была изолирована на полное эксплуатационное напряжение. На рис. 27-21 представлены разрез стержней такой обмотки и транспозиция элементарных проводников. Конструктивное выполнение этой обмотки приведено на рис. 27-22.

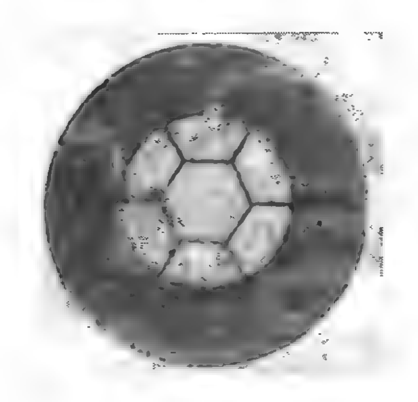


Рис. 27-21а. Разрез изолированного стержня альтернатора на 36 кв (ББК).

Иное решение проблемы обмоток на высокие напряжения предложил Геринг (Фирма Сименс), (см. рис. 27-23). Принцип устройства такой обмотки почти тот же, что и у Парсонса и Розена (Parsons, Rosen), но отличается от него более тонкой градацией напряжений. Пазы статорной обмотки имеют клинообразную форму; проводники, примыкающие к узлу обмотки, размещаются в пазах вблизи воздушного зазора, а проводники у зажимов располагаются на дне пазов. Толщина изоляционных гильз возрастает от верхней части пазов к их дну. Вся катушка в пазу сжимается металлическим клином *3* (рис. 27-23), и поэтому плотно прилегает к боковым стенкам паза, что делается с целью ограничения

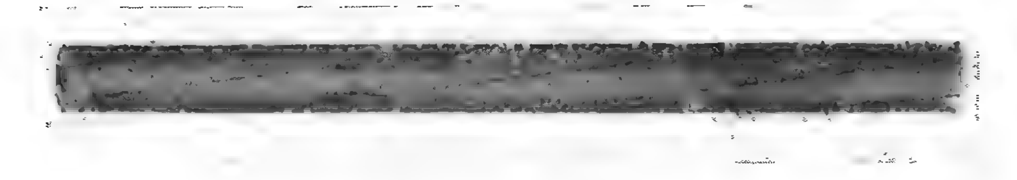


Рис. 27-21б. Транспозиция элементарных проводников стержня альтернатора 36 кв (ББК).

Рис. 27-22. Обмотка альтернатора 36 кв (ББК).

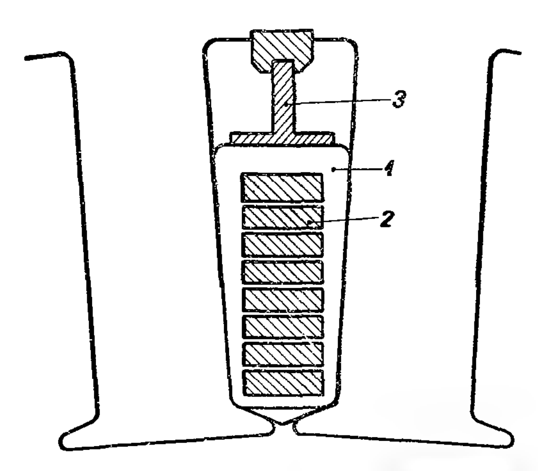


Рис. 27-23. Разрез паза с неравномерной изоляцией, *1* изоляция, *2* проводник, *3* клин.

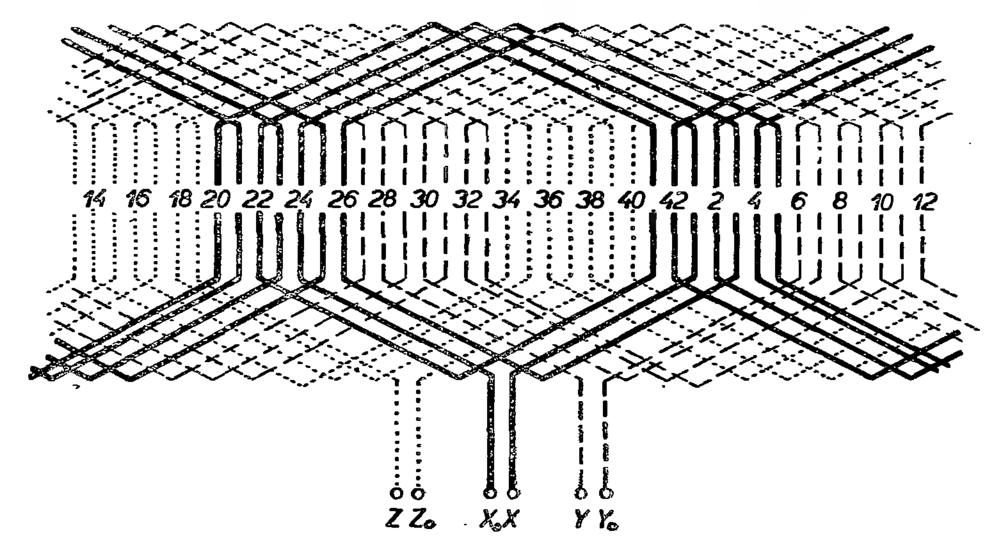


Рис. 27-24а. Схематическое изображение спиральной обмотки для высокого напряжения.

величины зазора между обмоткой и боковыми стенками пазов, защиты катушки от разрушения изоляции гильзы и улучшения отвода тепла от джоулевых потерь. Схема такой обмотки приведена на рис. 27-24. Обмотка называется *спиральной*, так как отдельные проводники занимают различные положения вокруг воздушного зазора, меняя свои места от верхней к нижней части пазов. Совокупность параллельно проходящих проводников в одном пазу обозначена в схеме общей линией. Преимущество такой обмотки заключается в том, что она не нуждается в особых лобовых фазных соединениях.



Рис. 27-24б. Турбоальтернатор со спиральной обмоткой (Сименс).

д) НЕСКОЛЬКО ЗАМЕЧАНИЙ К ТЕХНОЛОГИИ ОБМОТОК ДЛЯ ВЫСОКИХ НАПРЯЖЕНИЙ

Природная слюда

Для изолировки высоковольтных электрических машин применяется почти исключительно слюда и препараты из слюды. Слюда обладает отличными диэлектрическими качествами, не поддающимися влиянию относительно высоких температур; она обладает теплостойкостью и стойкостью против химических влияний и сырости. Слюда принадлежит вообще к самым лучшим изоляционным материалом, применяемым в электротехнике. Она теряет свои отличные диэлектрические качества лишь при температуре примерно 650°С.

Слюда встречается в природе в виде слоистых кристаллов неправильной плоской формы в моноклинной системе. Природные кристаллические блоки слюды очищаются от вросшихся других ископаемых, главным образом от кварца и гнейсов, и затем раскалываются на тонкие листочки толщиной 0,006 ÷ ÷ 0,03 мм. В продажу поступает главным образом щипаная слюда толщиной 0,02 мм. Величина слюдяных листочков выражается в см^2; листочки имеют разнообразный вид (круглые, яйцеобразные, многоугольные и т. д.) Для коллекторов, прокладок и т. д. применяется слюда в виде пластинок толщиной 0,3 ÷ 4 мм. Поверхность слюды, применяемой для электротехнических целей

должна быть без трещин, канавок, бугорков, ямок, а также без воздушных пустот. В электротехнике используется слюда с черными и красными пятнами. Она добывается главным образом в Индии, на Цейлоне, в США, Аргентине, на Мадагаскаре и в Канаде. В электротехнике применяется в основном слюда двух разновидностей:

а) белая слюда — мусковит — (фенгит, кремнекислый калийалюминий, калиевая слюда),

б) слюда более темного цвета — флогопит — (биотит, амберитовая магниевая слюда).

Наилучшими качествами обладает мусковит, отличающийся от флогопита, в частности, гладкой поверхностью, высокой пробивной прочностью, низкими диэлектрическими потерями, повышенной механической прочностью и твердостью, но пониженной теплостойкостью. При температуре 600—800°С мусковит кальцинирует и теряет свою кристаллическую гибкость и механическую прочность. Удельный вес мусковита колеблется в пределах 2,7—3,1, его твердость по Моосу лежит в пределах 2,8—3,2, диэлектрическая постоянная ε = 4,2—5, допустимая температура 535°С. Мусковит бывает коричневого, зеленого или белого цвета; без пятен он прозрачен, с пятнами он менее прозрачен, кислотостойкий и обладает большей диэлектрической прочностью, чем флогопит.

Флогопит — желтого, коричневого, темнозеленого и даже черного цвета. Его поверхность бывает часто шероховатой и покрытой узором кристаллических звездочек; поэтому он непрозрачен. Вследствие шероховатости поверхности флогопит хуже раскалывается на листочки. Он мягче мусковита и поэтому годится для коллекторов и фасонной обработки. Его удельный вес колеблется в пределах 2,8—3,2, твердость по Моосу — в пределах 2,5—3, допустимая температура 800°С, диэлектрическая постоянная ε = 2,9—3. Флогопит имеет моноклинные кристаллы, разрушается соляной кислотой, растворяется в горячей серной кислоте и кальцинирует при температуре 900—1100°С. Так как флогопит становится проводником в диапазоне температур 600—800°С, в зависимости от содержания в нем окиси железа, то его применение, напр. в производстве электрических плит, без принятия особых мер — не возможно.

Величина слюдяных листочков определяется при помощи площади прямоугольных пластинок, вписанных в контур листочка согласно принятой международной шкале:

Величина	Ia	I	II	III	IV	V	VI
Площадь в см²	235—314	156—235	97—154	65—96	39—64	19—39	10—18
Величины I, II, III в продаже встречаются редко							

Самика (Изомика)[79]

Этот изоляционных материал был открыт французским химиком Ж. Барде (умер в 1949 г.). Материал изоготовляется из слюды, замешанной в виде теста, похожего на бумажную массу, применяемую при изготовлении бумаги. В качестве сырья используются отходы слюды — мусковита, полученные на разработках месторождений слюды. В процессе изготовления материала слюда нагревается до потери части структурной воды, причем соответствующая температура и продолжительность нагрева зависят от характера и происхождения слюды и обычно равняются 800°С, соответственно 20 минутам. В этих условиях слюда теряет примерно половину своей структурной воды. В результате потери воды, первоначальный кристалл изменяется и несколько разбухает. Далее кристаллы погружаются в кипящий раствор углекислого натрия; кипящая жидкость выталкивает воздух из пространства между слоями слюды, которые ранее частично разбухли от нагревания. После охлаждения слюда приобретает вид клочьев тонких почти несвязанных листочков, содержащих значительное количество раствора углекислого натрия. В дальнейшем процессе изготовления листочки слюды под воздействием разбавленной серной кислоты отделяются друг от друга причем, в результате воздействия кислоты и углекислого натрия, между листочками образуется углекислый газ, еще более расщепляющий эти листочки. Взаимное удаление листочков слюды настолько значительно, что может достигнуть даже 1000 кратной первоначьлной толщины кристалла. Достаточно лишь замешать раствор и листочки слюды отделяются друг от друга, образуя слюдяное тесто. После отфильтрования водяной суспензии и обсушки теста, в результате свойлачивания малых частичек слюды образуется лист слюдяного войлока. Промышленный производственный процесс осуществляется непрерывно на металлическом сите бумагоделательной машины. Таким образом полученный лист примерно на половину толще листочков природной слюды, так как между частичками слюды еще находится воздух. Прочность слюдяного листа зависит от сорта использованной слюды и может достигнуть порядка нескольких кг/мм^2. Если такой лист снова погрузить в воду, то он впитает воду и превратится в слюдяное тесто. Однако же, если в процессе изготовления листа на машине, ввести в воду упрочняющую смолу, напр. меламин, то чувствительность листа к влиянию воды будет гораздо меньшей и лист будет походить скорее на картон. Машинное производство допускает изготовление листов толщиной от нескольких сотых до нескольких десятых миллиметра. Сплошная лента, выходящая из машины, наматывается на цилиндр в виде рулонов, которые могут быть использованы в своем первоначальном виде, или применены в качестве сырья для дальнейшего производства. Необработанная самика может быть использована, напр., для изолировки металлических тяг и стержней. Такие изоляции выдерживают температуру 500—600°С. Помимо этого, если стеклоткань или азбестовое полотно покрыть

слоем самики, то такой материал обладает большей диэлектрической прочностью при меньшей толщине.

Микафолий и самикафолий

Микафолий употребляется для изолировки ровных частей катушек, размещенных в пазах. По существу микафолий состоит из основы, изготовленной из тонкой целлюлозной бумаги, на которую при помощи соответствующего лака наклеевается несколько слоев слюды. Слой слюды с внешней стороны покрывается слоем лака, применяемого в качестве клеящего вещества для дальнейшей обработки. Для склейки чаще всего применяется шеллак, асфальт и искусственные смолы.

Обработка шеллачного микафолия не трудная; изоляционные гильзы, изготовленные из этого материала, обладают значительной механической прочностью, однако же они сравнительны тверды и хрупки, в особенности после длительного нагрева. Диэлектрические потери в холодном состоянии — благоприятны. По мере повышения температуры они быстро возрастают. После длительной работы машины шеллак становится хрупким, размельчается в пыль и исчезает из микафолия. В результате изоляционная гильза расщепляется.

Асфальтовый микафолий мягче шеллачного микафолия в особенности в нагретом состоянии. Диэлектрические потери такого микафолия при тех же температурах и напряжениях ниже чем у шеллачного микафолия, как видно из ранее приведенного рисунка 27-4. Асфальтовый микафолий проявляет меньшую тенденцию к искрению, в результате чего вредное влияние озона существенно ограничивается. Обработка асфальтового микафолия более трудная, так как она требует повышенных температур; помимо этого вязкость асфальта, в особенности в нагретом состоянии, — меньшая.

Микафолий, склеенный искусственными смолами (напр. этоксилином — эпоксидом)

Такой микафолий по механическим качествам существенно лучше шеллачного и асфальтового микафолия, в особенности в нагретом состоянии. Изоляционные гильзы, изготовленные из такого микафолия, не обнаруживают ни разбухания, ни смещения отдельных слоев микафолия, образующих стенки изоляционных гильз. Однако такие сорта микафолия нуждаются в особой обработке. Диэлектрические потери больше, чем у асфальтового микафолия. Приводим ниже некоторые технические свойства отдельных сортов микафолия:

номинальная толщина:

шеллачный микафолий	0,15 или же 0,18 ÷ 0,20 мм
с допусками	±0,03 или же −0,03 ÷ +0,05 мм
асфальтовый микафолий	0,15 с доп. ±0,03 мм
этоксилиновый микафолий	0,18 ÷ 0,20 с доп. ±0,05 мм

вес — 1 м²

шеллачный микафолий	170—200 г/м²
асфальтовый микафолий	170 г/м²
этоксилиновый микафолий	190 г/м²
длина рулонов	макс. 100 м
ширина рулонов	1000 мм

содержание мусковита

шеллачный микафолий	48—45%
асфальтовый микафолий	50%
этоксилиновый микафолий	45%

цвет микафолия

шеллачный микафолий	желтый
асфальтовый микафолий	черный
этоксилиновый микафолий	цвет слюды и бумаги

диэлектрическая прочность гильз, изготовленных из:

шеллачного микафолия, толщиной	1,0	1,5	2,0 мм
пробивное напряжение	25,0	37,0	47,0 кв
асфальтового микафолия, толщиной	1,0	1,5	2,0 мм
пробивное напряжение	25,0	40,0	48,0 кв
этоксилинового микафолия, толщиной	1,0	1,5	2,0 мм
пробивное напряжение	25,0	37,0	47,0 кв

Асфальтовый и этоксилиновый микафолий годятся для изолировки высоковольтных машин напряжением 10 кв и выше.

Самикафолий является дальнейшим прогрессом в технике изолировки высоковольтных машин. Самикафолий изговляется следующим образом. На тонкую ленту целлюлозной бумаги, образующей основу, наклеивается при помощи соответствующего лака полоска самика-войлока. Далее поверхность самикафолия покрывается изоляционным лаком так, чтобы отдельные слои были как следует связаны. Лаки, применяемые здесь, подобны лакам для микафолия. Самикафолий имеет существенные преимущества по сравнению с микафолием. Толщина самикафолия гораздо более равномерна. Вследствие этого стенки изоляционных гильз имеют весьма правильную форму и компактны. Диэлектрические потери у самикафолия значительно ниже, чем у микафолия, как видно из рис. 27-25 и 27-26, где приведены углы потерь для микафолия и самикафолия, склеенного шеллаком или асфальтом. Что касается самикафолия, то гильзы изготовленные из этого материала, при нагревании деформируются гораздо менее, чем гильзы из микафолия; также и разбухание стенок гильз из самикафолия более благоприятно, чем при применении микафолия.

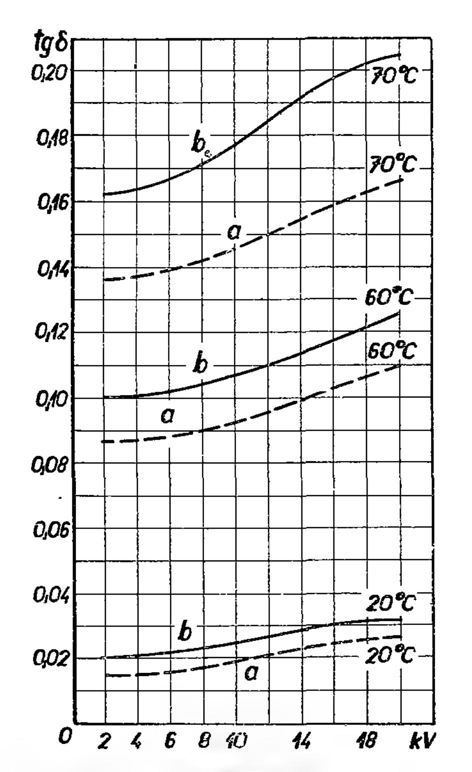


Рис. 27-25. Коэффициенты диэлектрических потерь в зависимости от напряжения самикафолия *a* и микафолия *b*, склеенного при помощи шеллака.

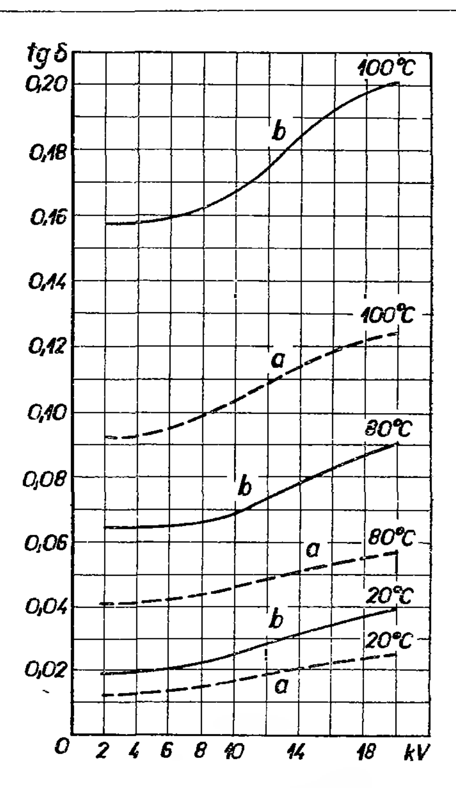


Рис. 27-26. Коэффициенты диэлектрических потерь в зависимости от напряжения самикафолия *a* и микафолия *b*, склеенного при помощи асфальта.

Приводим ниже некоторые технические свойства самикафолия по данным фирмы Usines Diélectriques, Delle:

номинальная толщина самикафолия склеенного:

шеллаком .... 0,17÷0,19 мм
асфальтом .... 0,15÷0,17 мм
ширина лент .... 500 мм

содержание слюды:

шеллачный самикафолий .... 45÷48%
асфальтовый самикафолий .... 47÷50%

цвет:

шеллачный самикафолий .... желтый
асфальтовый самикафолий .... черный

диэлектрическая прочность изоляционных гильз, намотанных на оправку-шаблон 45 × 15 × 1000 *мм и изготовленных из*:

шеллачного самикафолия, толщиной	0,5	1,0	2,0	3,0 мм
пробивное напряжение	30	35	50	60 кв
асфальтового самикафолия, толщиной	1,0	2,0	3,0	4,0 мм
пробивное напряжение	35	50	60	70 кв

Изоляционные ленты

Миканитовые ленты, самикаленты и т. д. применяются для непрерывной изоляции катушек для высоких напряжений. Слюдяные ленты на основе целлюлозной бумаги, стеклоткани и т. д. состоят из нескольких слоев листочков мягкой щипаной слюды, наклеенных при помощи эластичных лаков. Затем на полученный слой с внешней стороны наклеивается защитная лента. Слюдяные ленты поставляются в рулонах длиной примерно 50—60 м шириной от 5 мм. По данным швейцарской фабрики изоляционных материалов (Fabrique Suisse d'Isolants, Bretonbac) слюдяные ленты обладают следующими техническими свойствами :

Состав ленты	Толщина мм	Прочность на растяжение кг/см^2	Пробивное напряжение вольт
слюда — бумага	0,08÷0,10	3,0	3000
слюда-бумага с обеих сторон	0,10÷0,13	5,0	3500
шелк-слюда-бумага	0,15	4,0	4000
слюда-шелк	0,08—0,10	3,0	3500
	0,07	2,5	3000
слюда-хлопчатобумажная лента	0,20	6,0	3500
хлопчатобумажная лента-слюда-бумага	0,23÷0,25	7,0	4000

Самикаленты

Самикаленты изготовляются так же, как и слюдяные ленты, однако с той разницей, что вместо слоя слюдяных листочков, наклеенных на основу из бумаги, шелка, стеклоткани и т. д. наклеивается самика-войлок. Такие ленты отличаются относительной мягкостью и податливостью, имеют весьма равномерную толщину, не имеют мест, где отсутствует слюда и обладают механической и электрической стойкостью. Они склеиваются при помощи желтого или черного асфальтового лака. Их толщина колеблется в пределах 0,08÷0,12 мм. Фирма Usines Diélectriques, Delle поставляет такие ленты в рулонах, шириной

10—500 мм и длиной примерно 25 м. Самикаленты не требуют защитного бумажного покрытия на войлочной стороне. Вследствие своей мягкости и податливости самикаленты существенно лучше прилегают к профилю четырехгранных стержней, что дает возможность создавать компактные и плотно прилегающие изоляционные слои. Диэлектрические потери изоляционных гильз, изготовленных из самикаленты, существенно более благоприятны, чем при применении слюдяных лент, как это видно из диаграммы на рис. 27-27, где показано изменение угла потерь tg δ, как функции диэлектрического напряжения, выраженного в кв для двух этих видов изоляционного материала.

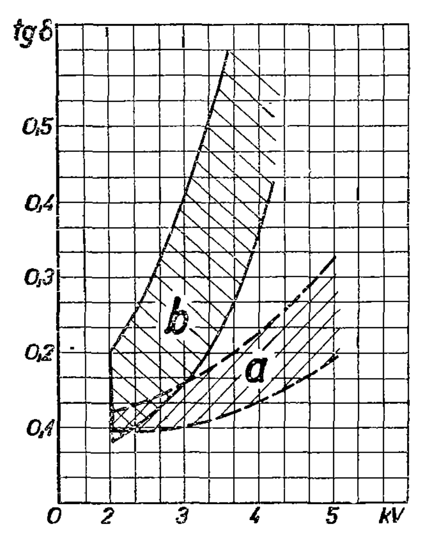


Рис. 27-27. Изменения коэффициента диэлектрических потерь самикаленты *a* и слюдяной ленты *b* в зависимости от диэлектрического напряжения.

Что же касается термических свойств, то изоляции, изготовленные из самикалент, сохраняют свою компактность и при нагревании и разбухают при воздействии тепла гораздо менее, чем изоляции, изготовленные из слюды. Если повысить температуру до обгорания основной ленты (бумага, шелк и т. д.), то легко убедимся в том, что самикалента не разлагается и плотно прилегает к стержню, в то время как слюда отрывается от слюдяных лент. Технические свойства самикалент по данным фирмы Usines Diélectriques, Delle представлены в следующей таблице:

Основная лента	Бумажная	Шелковая	Стеклянная
Толщина мм	0,08	0,09	0,10
Содержание слюды %	60	60	50
Механическая прочность на растяжение:			
продольная кг/см	2,0	2,0	6,0
поперечная кг/см	1,5	1,5	3,0
Диэлектрическая прочность:			
средняя кв	2,5	2,5	2,0
минимальная кв	2,0	2,0	1,5

В диаграмме на рис. 27-28 приводится сравнение пробивных напряжений изоляционных гильз, изготовленных из самикалент и слюдяных лент, в зависимости от их толщины.

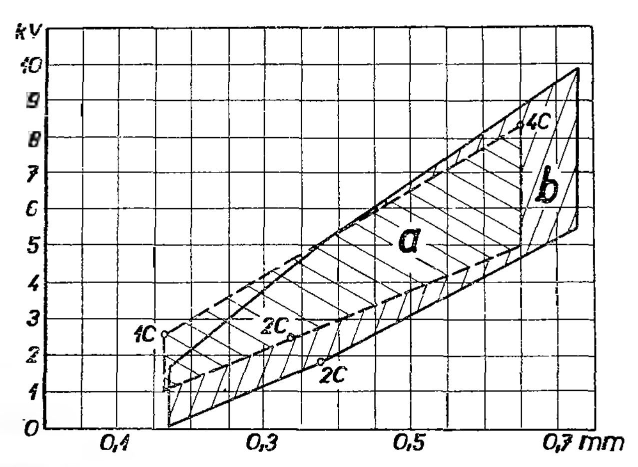


Рис. 27-28. Сравнение пробивных напряжений слюдяных лент a и самикалент b в зависимости от толщины.

Силиконные ленты

В последнее время все большее и большее значение приобретают силиконные ленты, которые отличаются высокой теплостойкостью, выдерживают длительное время температуру 180—200°С и при некоторых испытаниях подвергались даже нагреванию до 300°С и выше. Помимо этого они весьма стойки против химических влияний и сырости. Слюдяные силиконные ленты весьма эластичны и податливы и не теряют этих свойств даже при длительном хранении на складе. Эти ленты относятся к классу изоляции „Н“. Вследствие своей высокой диэлектрической прочности, теплостойкости и эластичности изоляционные материалы, склеенные при помощи силиконных лаков, имеют важное значение всюду там, где требуются весьма теплостойкие изоляции и экономия места. Фирма Midland Silicones в Лондоне поставляет силиконные ленты на основе стеклоткани в двух исполнениях следующей толщины

ленты с одним слоем слюды .... 0,076 ÷ 0,127 мм
ленты с двойным слоем слюды .... 0,152 ÷ 0,20 мм

Помимо этого она поставляет также силиконные листы толщиной:

с одним слоем слюды .... 0,076 ÷ 0,127 мм
с двумя слоями слюды .... 0,152 ÷ 0,20 мм
с тремя слоями слюды .... 0,178 ÷ 0,254 мм

Наряду с приведенными выше изоляционными материалами существуют также и другие теплостойкие изоляционные материалы. Так напр., приведенная выше фирма поставляет весьма эластичный изоляционный материал класса „Н“ изготовленный из стеклянной и азбестовой лент, склеенных при помощи силиконного лака. Этот изоляционный материал выдерживает градиент напряжения

15,8 кв/мм. Помимо этого на рынке постоянно появляются различные современные изоляционные материалы, отличающиеся замечательными техническими свойствами.

е) РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ ИЗОЛИРОВКИ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ МАШИН[79]

α) Исторический обзор

Приведем некоторые исторические данные о развитии методов изолировки высоковольтных машин. В течение десятилетий методы изолировки таких машин подвергались значительным изменениям. Вначале, примерно с 1880-го года, электрические машины изолировались целлюлозными волокнами. Позже было обнаружено, что такие изоляции не достаточно эффективны и было приступлено к их пропитке шеллаком или льняным маслом. В 1890 году для изолировки электрических машин была впервые применена слюда, которая позже заняла весьма важное место в технике изоляций для высоких напряжений. Дальнейшее развитие было сосредоточено на выбор пригодной основы для изоляции, вяжущих веществ и производственных методов. В 1900 году был предпринят важный шаг в этом направлении, когда C. F. Jefferson и A. D. Dyer добились такого усовершенствования состава шеллачного микафолия, в каком он в настоящее время повсюду применяется. В 1910 году Haefely сконструировал в Швейцарии первую машину для проутюживания изоляционных гильз из микафолия на стержнях обмотки. Концы гильз косо обрезались, изоляция на обрезанных поверхностях переходила в изоляцию лобовых частей катушек, изготовленную из изоляционных лент. В течение первой мировой войны в США фирма Д. Э. К. приступила к производству изоляционных слюдяных лент, склеенных при помощи асфальтовых лаков. Такие ленты наматывались на катушки вручную, образуя непрерывную изоляцию вдоль всей катушки в ее ровной части и на лобовых частях; полученный изоляционный слой пропитывался компаундом под давлением. В те времена примерно в 1920 году на европейском рынке появился асфальтовый микафолий, что являлось уже дальнейшим прогрессом по сравнению с тогда применяемым шеллачным микафолием. Непрерывная изоляция слюдяными лентами получила широкое распространение главным образом в западной Европе и в США. В период 1938—1949 гг. дальнейшее развитие техники изоляций для высоких напряжений было направлено на выполнение следующих требований:

а) Замена основы из целлюлозной бумаги более пригодным материалом.

б) Усовершенствование синтетических слюдяных изоляций в виде создания непрерывного однородного слоя, вместо до сих пор применяемых слюдяных листочков. Одновременно и разрешение проблемы пригодных основ для изоляционных лент.

в) Усовершенствование вяжущих веществ для скрепления слюдяных листочков.

г) Разработка технически совершенного пропиточного лака, который в сочетании с вяжущими веществами миканитовой ленты сможет создать изоляцию как одно прочное однородное целое.

В 1949 году фирма Вестингауз выпустила на рынок новую изоляцию, названную „термаластик". Тогда же на рынке появились также силиконные весьма теплостойкие изоляции. В 1952 году в технике изоляции высоковольтных машин начинают применяться эпоксидные и полиэфирные смолы и щвейцарская фабрика изоляционных материалов Fabrique Suisse d'Isolants, Bretonbak, выпустила на рынок микафолий и самикафолий с этоксилиновой (экпоксидной) смолой.

β) Обработка изоляционных материалов при помощи термопластических вяжущих веществ

К таким изоляционным материалам относятся щеллачный и асфальтовый микафолий и слюдяные асфальтовые ленты, применяемые для непрерывной изоляции.

I. Микафолий

Применение микафолия осуществляется двумя следующими основными способами. По первому способу микафолий в холодном состоянии плотно наматывается вручную на стержень обмотки, предназначенный для изолировки. Такой стержень вкладывается в V-образные зажимы, нагреваемые электрическим током до 150°C. V-образные зажимы вращаются, причем изолируемый стержень загружается грузом круглой формы для полного сжатия слоя микафолия. Затем изолируемый стержень вкладывается в пресс для придания точно установленных размеров. Пресс приспособлен для горячей и холодной прессовки.

По второму способу микафолий в нагретом виде наматывается на стержень обмотки в V-образных зажимах, вследствие чего он займет уже окончательное положение. Затем стержень опрессовывается на требуемые размеры.

II. Преимущества шеллачного микафолия

заключаются в сравнительно легкой его обработке, а также в том, что таким образом выполненные изоляции обладают механической прочностью.

С другой же стороны шеллачный микафолий имеет много недостатков, в частности:

1. Пазовую изоляцию из микафолия трудно связывать с изоляцией лобовых частей, изготовляемой из лакированных или слюдяных лент.
2. Такая изоляция значительно тверда и недостаточно податлива, в особенности при длительной сушке в печи.
3. Шеллачная изоляция сыреет, вследствие чего машины, не работавшие длительное время, требуется медленно просушивать.
4. Изоляция недостаточно стойка против старения.
5. Диэлектрические потери быстро возрастают с температурой.
6. Ионизационное напряжение, примерно 5000 в, из-за влияния воздушных пустот внутри стенок изоляционных гильз — низко.

По этим причинам шеллачный микафолий в настоящее время применяется лишь для малых и средних машин, напряжением ниже 10 кв.

III. Преимущества асфальтового микафолия

заключаются в значительно большей податливости по сравнению с шеллачным микафолием, далее в относительно медленном старении и в меньшей чувствительности к воздействию озона, и наконец, в медленном возрастании диэлектрических потерь с температурой и напряжением. Более благоприятная податливость облегчает переход от пазовой изоляции к изоляции лобовых частей. Однако, обработка в силу его малой клейкости при нагревании затруднительна, в особенности после длительного хранения на складе. Асфальтовый микафолий пригоден для изоляции крупных машин напряжением более 10 кв. Тем не менее многие конструкторы отдают предпочтение шеллачному микадолию из-за его лучших механических свойств и меньшей чувствительности к смещению слоев микафолия.

IV. Непрерывная изоляция асфальтовыми слюдяными лентами

отличается тем, что катушки обматываются асфальтовой лентой по всей своей длине, т. е. как на прямых частях, расположенных в пазах, так и на лобовых частях обмотки. Число слоев зависит от высоты напряжения. Слюдяная асфальтовая лента наматывается менее, чем в полнаклестки во избежание местного приращения толщины изоляции, причем имеется возможность тщательной компаундировки. Так как компаунд при температуре 150°С весьма мягкий, то пропитка производится всегда после трехкратного или четырехкратного наложения изоляции. Изоляционная гильза, изолируемая с пятьнадцатикратным наложением изоляции, нуждается в четырех или пяти пропитках.

Лента состоит из бумажной основы и защитного бумажного слоя между которые вкладываются слюдяные листочки. Состав соответствующего вяжуще-

го вещества почти такой же, как и у компаунда, применяемого для пропитки всей катушки. Лента содержит от 3 до 8% растворителя для обеспечения ее податливости и повышения связи между слоями. Перед пропиткой растворитель следует полностью устранить, что достигается проглаживанием изоляционной гильзы.

Преимущества асфальтовых слюдяных лент

Напряжения, вызванные неравномерным термическим растяжением меди и стали, концентрируются не в одном месте, образующим переход от пазовой изоляции к изоляции лобовых частей, а распределяются по всей длине обмотки.

Однородность изоляции обеспечивает равномерное распределение электрического поля. Такие свойства дают возможность создавать более долговечные машины, в особенности высоковольтные машины, с длинными стержнями в обмотках. Такие обмотки гораздо менее сыреют.

Недостаток такого способа изолировки заключается в том, что ее слои значительно смещаются и, что она минимально на 30% дороже.

γ) Причины дефектов высоковольтных машин

В настоящее время уже известно, что причиной пробоя изоляции является расщепление слоев слюды или микафолия в стенках изоляционной гильзы и образование воздушных прослоек. Как только напряжение достигнет критического значения (примерно 5000 в) воздух начнет ионизироваться, диэлектрические потери будут значительно возрастать, в результате чего повысится и температура диэлектрика и наконец наступит пробой. Слюда обладает хорошей стойкостью против воздействий озона и ангидридов азотистой кислоты, однако это не так у бумаги и вяжущего вещества. Измерения показали, что число кислотности*) шеллака под влиянием озона повысилось на 23,5, в то время как у асфальта лишь на 3-4. В результате химического анализа было установлено присутствие сильно диссоциирующей жировой кислоты. Присутствие воздуха между изоляционными слоями может быть вызвано следующими влияниями:

Технологическими недостатками при намотке микафолия или слюдяных лент, или при их опрессовке, возникающими в результате низкой температуры.

Летучими составляющими, которые не могли испариться при намотке микафолия.

Чересчур сухим микафолием, который недостаточно склеивается при обматывании.

Недостаточным количеством вяжущего вещества.

---

*) Число кислотности выражает количество мг гидрата окиси калия, необходимое для нейтрализации свободных жировых кислот, содержащихся в 1 г жира или воска.

Избыточным количеством вяжущего вещества, образующего сжимаемые гнезда в изоляции.

Вяжущими веществами, обладающими малой клейкостью при повышенной температуре.

Недостаточная клейкость вызывает разбухание изоляции в изоляционной гильзе, в особенности на тех местах, где стержни неплотно сжимаются, как это имеет место в вентиляционных каналах и на выступах стержней из пазов. Помимо этого у таких обмоток возникают неполадки, вызванные смещением слоев изоляции, в частности на местах, где стержни выступают из пазов или вблизи от них. Для исследования этого явления фирма Вестингауз проводила испытания экспериментального стержня длиной 2,75 м, вставленного в статорный сегмент. Испытания проводились при помощи многочисленных циклов нагрева. Было обнаружено что ленты, образующие изоляционную гильзу, под влиянием растяжения меди смещаются. Смещенные ленты, однако, сохраняли свое новое положение, так как асфальт при температуре, превышающей 80—100°С, теряет свою эластичность. Поэтому здесь имеет место необратимое явление, приводящее в конечном счете к разрушению изоляции. Это явление, часто имевшее место у американских машин, встречалось у европейских машин сравнительно редко. Это объясняется тем, что микафолий проявляет меньшую тенденцию к смещению слоев. Во всяком случае, такие явления по своему характеру различны, так как вместо разрыва изоляции на местах выступающих из пазов, при применении микафолия имеет место вспучивание изоляции в каналах. На основании результатов испытаний фирмы Эрликон асфальтовый микафолий обнаруживает тенденцию к смещению, но и шеллачный микафолий может привести к тем же недостаткам. Однако, повидимому, шеллачные гильзы при температурах до 80°С обнаруживают определенную эластичность, и могут выдержать действие сил, вызванных термическим расширением, в то время как у асфальта обратная сжимаемость не проявляется. Прежде, чем приступить к изоляционным работам, стержни следует покрывать эластичным лаком или обертывать изоляционным слоем бумаги, покрытой с обеих сторон бензиновым раствором компаунда, предохраняющим термически растянутую изоляцию от разрыва.

б) Изоляция с упрочняющими вяжущими веществами

Приведенные выше недостатки термопластических изоляций побудили к дальнейшим исследованиям с целью нахождения пригодных термически упрочняющих вяжущих веществ для наклейки слюды на бумажную или иную основу вместо асфальтовых компаундов. Такие вяжущие вещества должны удовлетворять следующим требованиям:

1. Обладать меньшей вязкостью.
2. Упрочняться при нагревании без образования побочных продуктов.

3. Обходиться будь без растворителей, или лишь с растворителями термически полимеризуемыми.
4. Обладать хорошими диэлектрическими свойствами, значительной механической прочностью и большой эластичностью.

Эта проблема была разрешена фирмой Вестингауз, создавшей новый вид изоляционного материала, названного „термоластик".

I. Процесс изолировки термаластиком

Особенность этой новой непрерывной изоляции заключается в применении особого вида вяжущего вещества, слюдяной ленты, в способе ее использования и пропитки специальным пропиточным лаком. Согласно патентовой документации вяжущее вещество состоит из размягченного полистирола. В качестве основы применяется стеклоткань. Пропиточный лак состоит из смеси насыщенных полиэфиров, растворенных в стироле, который при термическом упрочнении является катализатором. Назначение вяжущего вещества заключается не только в склеивании слюдяных листочков, но и в плотном их скреплении с пропиточной массой. При непрерывной изоляции асфальтовыми лентами требуется многократная пропитка в течение производственного процесса, при термаластиковой же изоляции достаточна лишь одна пропитка жидким лаком. Процесс изготовления следующий:

1. Слюдяная лента наматывается на стержень примерно в полнахлеста, причем число положений лент зависит от высоты напряжения.
2. Сушка в течение 8 часов при температуре 135°C.
3. Стержни выдерживаются под высоким вакуумом в течение полутора часов.
4. Стержни охлаждаются и пропитываются под вакуумом (7—8 мм в. ст., что, повидимому, чересчур много при наличии стирола).
5. Вакуум прерывается и со стержней стекает пропитка.
6. Стержни обертываются целлофаном.
7. Стержни вкладываются в формы и температура постепенно повышается до 90°C. При этой температуре они выдерживаются в течение 4 часов.
8. Стержни вынимаются из форм и нагреваются в течение 6 часов до 135°C.

Преимущества термаластиковой изоляции

1. Слой термаластиковой изоляции эластичнее слоя микаленты, склеенной шеллаком или асфальтом. Свойства такой изоляции при температуре 100°C отвечают свойствам асфальтовой изоляции при температуре 50°C.

2. Термаластиковая изоляция в результате попеременного нагревания и охлаждения обнаруживает лишь $\frac{1}{4}$ удлинения асфальтовой изоляции.

3. Деформация асфальтовой изоляции — кумуляционная и составляет 0,006 мм на один тепловой цикл и стержень длиной 3 м, а деформация термаластиковой изоляции — иного характера. Удлинение имеет постоянную величину, достигая 0,5 мм после 300 тепловых циклов; далее оно уже не меняется. На рис. 27-29 показано смещение асфальтовой ленты и термаластика в зависимости от числа циклов.

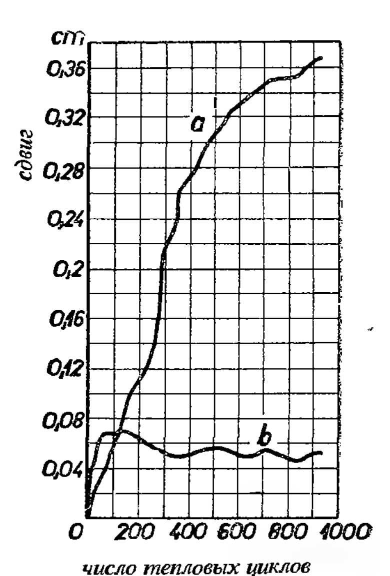


Рис. 27-29. Аксиальное смещение асфальтовой слюдяной ленты *a* и термаластика *b* в зависимости от числа циклических термических расширений.

4. Термическое расширение термаластика в четыре раза меньше, чем асфальтовой изоляции.

5. Прочность на растяжение термаластика в холодном состоянии в три раза, а в горячем — в 30 раз больше, чем асфальтовой изоляции.

6. Величина угла потерь зависит от температуры лишь в незначительной степени.

7. Величина угла потерь возрастает также, как и у асфальта, лишь до 5 кв, затем возрастание существенно замедляется и при 7 кв составляет лишь половину величины угла потерь для асфальта.

8. Долговечность под напряжением, выраженная промежутком времени, необходимым для разрушения изоляции при определенном напряжении, у термаластика существенно больше.

9. Толщина термаластиковой изоляции может быть на 10% меньше толщины слюдяной асфальтовой изоляции.

10. Сопротивление термаластиковой изоляции в зависимости от сырости лучше.

11. Изготовление такой изоляции проще и требует лишь однократной пропитки под вакуумом и далее в абсолютно сухом азоте. Здесь не требуется никаких лаковых покрытий при обертывании, что облегчает опрессовку стержней.

12. И наконец, такая изоляция гарантирует полное отсутствие воздушных пустот в изоляционной гильзе.

II. Микафолий Ае 472

В европейской практике техника микафолиевой изоляции достигла значительного прогресса, в особенности для малых и средних машин. Поэтому оказалось необходимым найти и для микафолия, применяемого для изоляции крупных машин, пригодное упрочняющее вяжущее вещество. Швейцарская фирма изоляционных материалов (Fabrique Suisse d'Isolants, Bretonbac) создала такое вяжущее вещество и использовала его для ранее упомянутого этоксилинового (эпоксидного) микафолия Ае 472. Это вяжущее вещество обладает следующими качествами:

Легко наносится на бумажную основу.

Получается неклейкая поверхность микафолия, что дает возможность его поставки в виде рулонов.

Может храниться на складе при нормальной температуре в течение нескольких месяцев.

Дает возможность обработки такого микафолия по методу Haefely.

В процессе упрочнения или в эксплуатации не образуется летучих веществ.

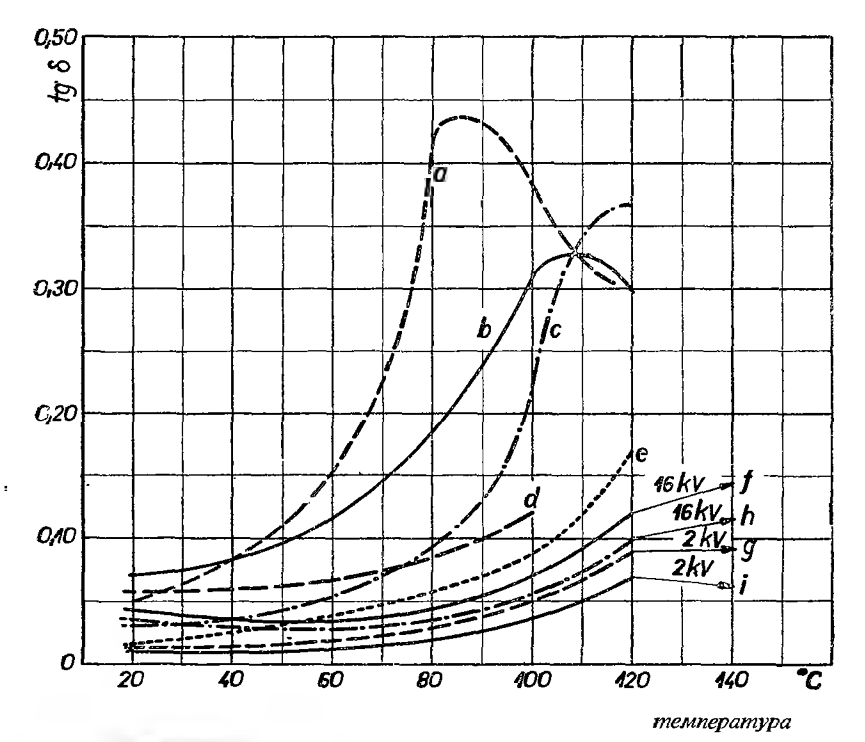


Рис. 27-30. Коэффициенты диэлектрических потерь в зависимости от температуры, *a* — шеллачный самикафолий, *b* — шеллачный микафолий, *c* — самикафолий Ае, *d* — асфальтовый микафолий, *e* — асфальтовый самикафолий, *f* — термаластик 50 + 50, *g* — термаластик 50 + 50, *h* — термаластик 25 + 75, *i* — термаластик 25 + 75.

Стойко против действия короны.

Не чувствительно к изменениям механических напряжений, как напр. вибраций, ударов и т. д.

Сохраняет эластичность вплоть до максимальных температур (120—160°C).

Обладает хорошими диэлектрическими свойствами.

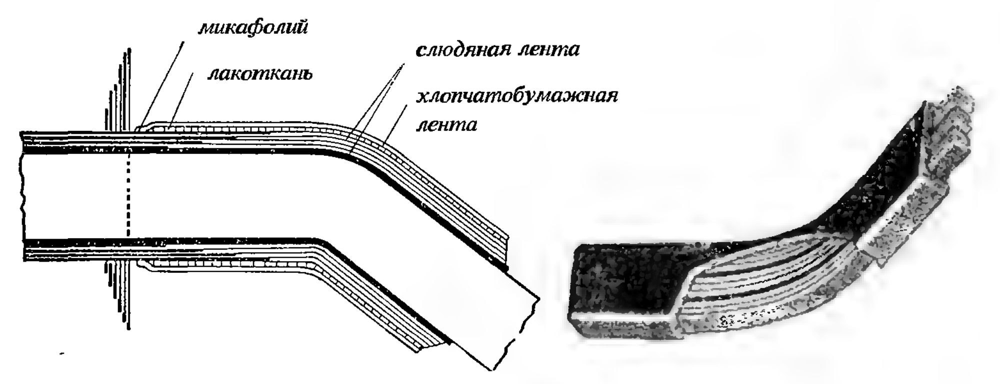


Рис. 27-31. Конструкция составной изоляции на изгибе катушки с внутренним конусом.

Рис. 27-32. Изоляция катушки силькофлексом.

Применяя этоксилиновые (эпоксидные) смолы и самику, приведенная выше фирма создала новый микафолий, „самикафолий Ae", который по данным испытаний фирмы Эрликон обладает выдающимися качествами. Изоляционные гильзы из этого материала не разбухают при нагревании в вентиляционных каналах и не расщепляются. Толщина таких гильз не меняется, в то время как гильзы из шеллачного и асфальтового микафолий разбухают более чем на 20%. В течение первых тепловых циклов гильзы из этоксилинового микафолия несколько растягиваются, однако же размеры гильзы после четырех-пяти циклов уже не меняются. Дальнейшие тепловые циклы даже при температурах 140°C уже не вызывают удлинений. Новая изоляция хорошо выдерживает термическое растяжение меди и по своим диэлектрическим качествам не уступает асфальто-

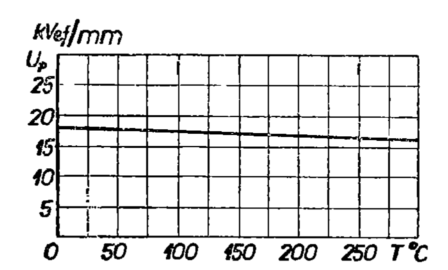


Рис. 27-33. Диэлектрическая прочность силькофлекса в зависимости от температуры.

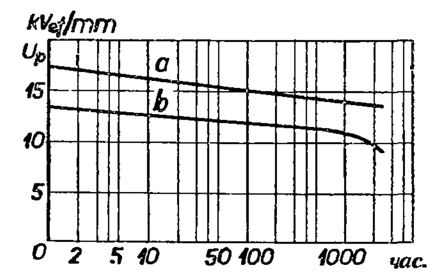


Рис. 27-34. Диэлектрическая прочность силькофлекса *a* и микафолия *b* в зависимости от непрерывной эксплуатации.

вому микафолию. На рис. 27-30 приведены углы потерь различных сортов микафолия в зависимости от температуры.

Для предохранения слюдяных слоев гильз от смещения применяются также упрочняющие полиэфирные смолы, обладающие отличными электрическими и механическими свойствами. Для использования преимуществ обоих изоляционных методов применяются также комбинированные изоляции, выполняемые так, что нижний слой непрерывно изолируется лентой, а верхний слой — микафолием согласно рис. 27-31.

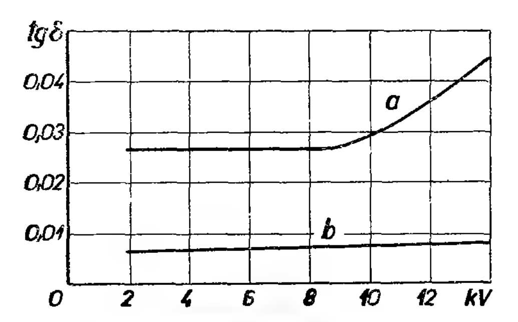


Рис. 27-35. Коэффициент потерь в обмотке со слоистыми изоляциями (*a*) и с изоляцией силькофлексом *b*.

Рис. 27-36. Механические свойства силькофлекса в зависимости от времени; ν — прочность на растяжение, λ — относительное удлинение.

ε) Силиконная изоляция

Отличные результаты были получены при применении микафолия и слюдяных лент на основе стеклошелка, изготовленного на силиконной основе. Здесь в качестве вяжущего вещества применяется силиконная смола. Обработка аналогична обработке обычного микафолия.

Фирма Allis-Chalmers Manufacturing Co в США совместно с фирмой Dow-Corning Co разработала новый сорт силиконной резины-силькофлекс, при помощи которого достигается более простая и экономная изолировка катушек для высоких напряжений. Изолировка выполняется так, что однородная компактная изоляционная оболочка вулканизируется на катушках, так, как это показано на рис. 27-32. Такой метод изолировки устраняет приведенные выше недостатки и обладает отличными физическими и производственно-экономическими качествами. Изоляция катушек не нуждается в пропитке. Преимущества изоляции силькофлексом заключаются в существенном улучшении ее термических, электрических, механических и химических свойств. Диэлектрическая прочность силькофлекса относительно высока и не меняется в диапазоне температур 60—250°C (рис. 27-33) в течение продолжительного времени, как видно из диаграммы на рис. 27-34, причем отличные механические его качества тоже сохраняются неизменными. Однородная и компактная структура силько-

Таблица 27-6

Главные свойства изоляций стержневых обмоток альтернаторов. (По данным швейцарской фирмы изоляционных материалов, — Fabrique Suisse d'Isolants Bretonbac.)

	Составная изоляция			Непрерывная изоляция	
	шеллачный микафолий или самикафолий	асфальтовый микафолий или самикафолий	эпоксидный микафолий или самикафолий	асфальтовые слюдяные ленты	термалистик
Достоинства	Отличные электрические и механические свойства. Хорошая прочность на сжатие. Стержни можно вкладывать без зазоров в пазы. Сравнительная низкая стоимость.			Напряжения, вызванные различиями коэффициентов термического растяжения не концентрируются в месте стыка микафолия и ленты, а равномерно распределяются по всей длине намотки. Возможность изолировки стержней любой длины. Однородные изоляции, пики градиента потенциала — исключены. Весьма хорошая сыростойкость. Отличная изоляция при всевозможных температурах и напряжениях.	
	Хорошая удобообрабатываемость. Твердые и компактные обмотки	Малые, диэлектрические потери, незначительно зависящие от температуры и напряжения. Податливая изоляция, в особенности при повышенных температурах. Хорошо выдерживает корону.	При рабочих температурах отличная устойчивость формы.		Весьма хорошая устойчивость формы при рабочих температурах
Недостатки	Определенные трудности при выполнении перехода от микафолиевой изоляции прямой части катушки к ленточной изоляции изогнутой части катушки. Поэтому прямую часть катушки следует удлинить. Весьма трудоемкая обработка при наличии длинных стержней.			Обмотку следует пропитывать под вакуумом и давлением. Высокая стоимость.	
	Тенденция к разбуханию изоляции в вентиляционных каналах и на выходе из пакета стали. Смещение слюдяных слоев в результате изменения температуры.		Изоляцию следует наматывать в горячем виде. Обмотка должна быть подвержена опрессовке в течение нескольких часов	Тенденция к смещению слюды при изменении температуры.	Необходимость формовочной опрессовки изоляции для изогнутых частей катушки.
	В горячем виде высокие диэлектрические потери. Плохая стойкость против короны. Определенная чувствительность к влагопоглощению	Сравнительно трудная удобообрабатываемость			
Главная область применения	Изолировка машин различных видов вплоть до напряжения 10 кв.	Для высоковольтных машин с длиной пакетов стали примерно до 4 м.	Для машины различных видов с длиной пакетов стали до 4 м.	Для машин различных видов (главным образом в Европе для крупных машин).	Для машин различных видов (по методу, применяемому, в концерне фирмы Вестингауз)

флекса проявляется в низких диэлектрических потерях даже и при высоких напряжениях, так как в изоляции отсутствуют воздушные пустоты, которые при повышенном напряжении ионизируются (см. рис. 27-35). Далее такие изоляции отличаются высокой теплопроводностью, обеспечивающей совершенный отвод тепла из катушки. Силькофлекс отличается механической прочностью, гибкостью, вязкостью, виброустойчивостью даже при высоких температурах и при длительной эксплуатации. Старение силькофлекса — незначительно как видно из рис. 27-36. Силькофлекс — гидрофобен, отличается гладкой поверхностью, препятствующей образованию водяной пленки на ней. Он химически нейтрален, устойчив и инертен против воздействий слабых кислот и щелочей. Масла при нормальных температурах оказывают лишь незначительное влияние. При повышенных температурах обнаруживается разбухание от масла, вызванно поглощением. Влияние органических растворителей — незначительно.

Силькофлекс хорошо выдерживает корону и дугу и ведет себя лучше, чем другие органические изоляционные материалы.

ЛИТЕРАТУРА

1. ACEC Revue *1955*, č. 1.
2. ALEXEJEV A. E.: Konstrukce elektrických strojů, SNTL, Praha 1954.
3. Araldit — Ciba, Aktiengesellschaft, Basel, Kunststoffabteilung.
4a. ARNOLD E.: Wechselstromtechnik IV, J. Springer, Berlin 1913.
4b. ARNOLD E.: Die Wicklungen der Wechselstrommaschinen, J. Springer, Berlin 1912.
5. BAUDRY R. A., HELLER P. R.: Ventilation of Inner Cooled Generator, AIEE Tr. *1954*, str. 500, E. Eng. *1954*, str. 508.
6. BECKWITH S., ROSENBERG L. T.: A New Fully Supercharged Generator, AIEE Tr. *1954*, str. 477.
7. BIERMANNS J.: Überströme in Hochspannungsanlagen, Springer Verlag, Berlin 1942, str. 261.
8. BOGORODICKIJ N. P., PASYNKOV V. V., TARJEV B. M.: Elektrotechnické hmoty, NSAV, Bratislava 1953.
9. Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, *1931*, seš. 8.
10. CIGÁNEK L.: Elektrické stroje, SNTL, Praha 1958.
11. Comptes rendus du Congrès international d'Electricité, 3e section, Vol. IV. Paris 1932.
12. Direct-Cooled Turboalternators ER *1955*, č. 21.
13. DIRKES F.: Neue Kunstharze in der elektrischen Fertigung, Elektro-Post, 8, *1955*, seš. 8/9.
14. DISPEAUX J.: Grote turbo-generatoren met waterstofkoeling, Elektro-Technick *1955*, str. 291.
15. DUBOIS J. H.: Plastics, American Technical Society, Chicago 1945.
16. Electrical Engineer's Reference Book, G. Newnes Ltd., London 1951.
17. Elektrické stroje točivé, základní norma ČSN 35000.
18. Die Elektrizität an der 40. Schweizer Mustermesse, Basel, BSEV *1956*, No. 7.
19. GIBSON G. P., MOSSES G. L.: Developments in Insulations for Rotating Machinery, Westinghouse Eng. *1954*, No. 4.
20. FIEDLER J.: Die Grenzleistung grosser Gleichstrommaschinen, Elin-Z. *1952*, seš. 1/2.
21. FIELD A. B.: Eddy Currents in Large Slot-wound Conductors, Proc., AIEE *1905*, str. 761.
22. HAPL J.: Rozbor Görgesových diagramů plošnou harmonickou analysou, EO *1952*.
23. HARMS D.: Über direkte Leiterkühlung bei elektrischen Maschinen, AEG-Mitt. *1954*, seš. 5/6.
24a. HARZ H., HENNING H.: Erregerumformer mit Konstantspannungs-Wellengenerator für grosse Wasserkraftgeneratoren, SZ. *1955*, seš. 7.
24b. HARZ H.: Erprobungsversuche mit Konstantspannungs-Wellengenerator und Erregerumformer, SZ. *1955*, seš. 8.
25. HASDENTEUFEL J.: Výstavba laboratoře velkých výkonů — Zkratovny, EO *1952*, č. 2.
26a. HELLER B.: Magnetický hluk trojfázových motorů s kotvou nakrátko, EO *1948*, str. 372.
26b. HELLER B.: Das Luftspaltfeld in Asynchronmaschinen, AfE *1934*, str. 455—468.
27. HELLER B., KAUDERS W.: Das Görgessche Durchflutungspolygon, AfE *1935*, str. 599.
28. HELLER B., VEVERKA A.: Elektrické pochody na výstupu vinutí z drážek strojů točivých, Práce Ústavu pro elektrotechniku I, NČSAV, Praha 1954.
29. HESS O.: On the Design of Large Turboalternators, CIGRE *1954*.
30. Das Hochspannungs-Institut der AEG, Berlin *1953*.

31. HOLLAND E. L.: Die Vakuum-Pumpen in der Verfahrenstechnik, W. Knapp, Halle 1951.
32. HOLLAND-MERTEN E. L.: Die Vakuum-Impregnierung, W. Knapp, Halle 1952.
33. HOLLEY C. H., TAYLOR H. D.: Direct Cooling of Turbine-Generator Field Windings, AIEE Tr. *1954*, str. 542.
34. HUNYAR A.: Chemie der Silikone, Verlag Technik, Berlin 1952.
35. CHATFIELD H. W., WREDDEN J. H.: Varnished Cloth for Electrical Insulation, J. A. Churchill Ltd., London 1946.
36. IEC-2A (Bureau Central) 2, Mai 1952, Projet de recommandations pour l'établisement de normes preférentielles pour turboalternateurs triphasés 3000 t/min, 50 périodes.
37. IMHOHOF A.: Elektrische Isolierstoffe, O. Flüssli, Zürich 1949.
38. Isola-Isoliermaterialen, Schweizerische Isola-Werke, Breitenbach.
39a. JAHN K., SCHAFFER W.: Giesharze auf Basis von Epoxydpolyäthern, Plaste und Kautschuk 2/*1955*, str. 244.
39b. JAHN K., SCHÄFFER W.: Epoxydgiesharz als Elektroisolierwerkstoff und Konstruktionmaterial, DE *1956*, str. 172.
40. JOHSON J. S.: Maintenance Inspection Program for Large Rotating Machines, AIEE Tr. *1951*, P. I. 479.
41a. KAUDERS V.: Poznatky o vinutí elektrických strojů, EO *1937*, č. 34.
41b. KAUDERS V.: Moderní vinutí elektrických strojů, EO *1931*, č. 9, 11.
41c. KAUDERS V.: Systematika trojfázového vinutí, EO *1932*, č. 33, 34, 38, 39, 41, 42.
41d. KAUDERS V.: Nový indukční motor s klecovou kotvou, EO *1936*, č. 46, 47.
41e. KAUDERS V.: Eine neuartige Käfigwicklung und ihre Anwendung zur Lösung des Anlaufproblems von Asynchronmotoren, EuM *1936*, seš. 40.
42. KEPPERT S.: Dělený rotor asynchronního motoru, EO *1957*, č. 8.
43. KLÜPFEL A.: Mechanische und konstruktive Probleme aus Turbogeneratorenbau, SZ *1954*, seš. 9.
44. KÖHLER G.: Über Stirnstreufelder und Zusatzverluste in Turbogenetaroren, SZ *1926*.
45. Kolektiv autorů: Technika vysokého napětí, SNTL, Praha 1956 (překlad).
46. KOMAR J. G.: Otázky při stavbě turbogenerátoru o velkém výkonu, Električestvo *1955*, seš. 7.
47. KOŘÍNEK A.: Technologické problémy ve stavbě alternátorů mezních výkonů, Zpráva vědec. konference v Liblicích 1955.
48. KRIEG E. H.: Turbine-Generators Present and Future, AIEE Tr. *1954*.
49a. KUČERA J.: Příspěvek ku teorii rozptylu na čelech cívek na proud střídavý, TO *1918*, str. 100.
49b. KUČERA J.: O vlivu statorového vinutí na ztráty turboalternátorů, EO *1928*.
49c. KUČERA J.: Magnetická pole v jádrech cylindrických rotorů a statoru u strojů na střídavý proud, EO *1929*.
49d. KUČERA J.: Magnetický rozptyl vodičů za vlivu rovnoběžných stěn o nekonečné permeabilitě, EO *1937*, str. 803.
49e. KUČERA J.: Asynchronní rozběh synchronních motorů s vyjádřenými póly, EO *1951*.
49f. KUČERA J.: Harmonische Flächenanalyse der magnetomotorischen Kräfte in den Mehrphasenwicklungen, EuM *1954*, seš. 13/14.
50. KUČERA J., HAPL J.: Wicklungen der Wechselstrommaschinen, Verlag, Technik Berlin 1950.
51. KUEHLTAN J. L., KRYDER P. A.: Silco-flex Insulation Allis-Chalmers, ER *1955*, str. 4.
52. KUHLMANN J.: Design of Electrical Apparatus, J. Wiley, New York 1950.
53. LAFFOON C. M.: A New High-Voltage Insulation for Turbine Generator Stator Windings, AIEE Tr. *1951*, P. I., str. 721.
54. LINKER A.: Elektromaschinenbau, J. Springer, Berlin 1925.
55. LIWSCHITZ M.: Die elektrischen Maschinen III, Teubner, 1934.
56. LOEB L. B.: Fundamental Process of electrical discharge in Gases, 1948.

57. Makarius K.: Otázky isolace velkých točivých strojů, Zpráva na vědecké konferenci v Liblicích 1955.
58. Matérial Isolant, Fabrique Suisse d'Isolants, Bretonbac.
59a. Mayer D.: Dynamische Stösse, die auf die Stirnverbindungen der konzentrisch gelagerten Spulen einwirken, EuM *1954*, seš. 20, 21.
59b. Mayer D.: Dynamische Stösse auf die Stirne einer Zweischichtwicklung EuM *1956*, seš. 1.
59c. Mayer D.: Pokroky v isolaci elektrických strojů, E *1957*, č. 3.
60a. Modlinger R.: Grundlagen für Wasserstoffkühlung bei Turbogeneratoren, ETZ *1954*, seš. 14.
60b. Modlinger R.: Anlagen mit wasserstoffgekühlten Turbogeneratoren, ETZ *1954*, seš. 16.
61a. Moldenhauer F.: Wasserstoffgekühlte elektrische Maschinen, AEG-Mitt. *1953*, seš. 11/12.
61b. Moldenhauer F.: Fortschritte im Bau von Grossturbogeneratoren, Techn. Mitt. *1954*, str. 281.
62. Möller H.: Über die Drehmomente beim Anlauf von Drehstrommotoren mit Käfiganker AfE *1930*, str. 408.
63a. Moses G. L.: Stator-Insulation for H-V Inner Cooled Generators, E. Eng. *1954*, No. 6.
63b. Moses G. L.: Stator Insulation Practices for High-Voltage Colled Benerators, AIEE Tr. *1954*, P. III A.
63c. Moses G. L.: Electrical Insulation, Pittsburgh 1951.
64. Moskovskij M. I.: Technologie výroby elektrických strojů (překlad), SNTL, Praha 1953.
65. Novák K.: Vinutí induktů strojů dynamoelektrických, ČMT, Praha 1933.
66. Pannen E.: Direkte Leiterkühlung bei Turbogeneratoren, VDE Fachber. *1954*, S. III/22.
67. Parsons, Rosen: JIEE *1925*.
68. Peek F. W.: Phénomènes diélectriques dans la technique dès hautes tensions, Delagrave, Paris 1924.
69. Pistoye H.: Les pertes parasites aux extrémités du stator des machines à grand pas polaire et les moyens de les réduire, RGE *1927*, str. 215.
70. Powers P. O.: Synthetic Resins and Rubbers, Chapman and Hall, Ltd., London 1943.
71. Prášil J.: Činitel trojfázového dvouvrstvého vinutí, EO *1956*, č. 6.
72. Punga F.: Die Läuferwicklung von Turbogeneratoren und ihr Einfluss auf die Grenzleistung, ETZ *1936*, S. 608.
73. Punga-Roos: Verdillte Stäbe bei grossen Generatoren, EuM *1921*.
74. Puppikofer H.: Die Entwicklung in Bau von Grossgeneratoren in der Schweiz in den vergangenen 50 Jahren, BSEV *1955*.
75. Revue BBC *1930*, No. 10.
76a. Richter R.: Ankerwicklungen für Gleich- und Wechselstrommaschinen, J. Springer, Berlin 1920.
76b. Richter R.: Elektrische Maschinen, sv. II, J. Springer, Berlin 1939.
77. Roth E.: Etudes sur les pertes suplémentaires dans les barres cableés, RGE *1917*, str. 323.
78. Samica, Samicacés, Samicates, Samicafoliums, Usines Diélectriques Delle.
79a. Senarclens G.: Entwicklung und Fortschritte auf dem Gebiete einiger elektrischer Isoliermaterialien, Scienta Electrica, Zürich *1954*, seš. 3.
79b. Senarclens G.: Die Entwicklung der Isolation grosser Hochspannungsmaschinen, Zpráva firmy Fabrique Suisse d'Isolants, Bretonbac. L'Encyklopédie des Isolants Electriques, BASE *1956*.
80a. Sequenz H.: Versuch einer allgemeinen Theorie der Gleichstrom-Ankerwicklungen, AfE *1933*, S. 709.
80b. Sequenz H.: Die Wahl der Nutenzahlen bei Käfigankermotoren, EuM *1932*.
80c. Sequenz H.: Drei Regeln für die Wahl der Nutenzahlen bei Käfigankermotoren, ETZ *1934*.

80d. SEQUENZ H.: Formeln zu einer einfachen Austeilung von Wechselstromwicklungen, ETZ *1935*, S. 983.
80e. SEQUENZ H.: Der Entwurf von zweischichtigen Wechselstromwicklungen, EuM 1938, str. 7.
80f. SEQUENZ H.: Die Wicklungen elektrischer Maschinen II. B, Spring-Verlag, Wien 1950.
81. SEQUENZ H., STIX R.: Unmittelbare Leiterkühlung bei Turbogeneratoren grosser Leistung, EuM *1956*, H. 11/12.
82. SCHAEFNER W.: Einführung in das Kunststoffgebiet, Akad. Verlaggesellschaft, Leipzig 1953.
83. SCHERING: Die Isolierstoffe der Elektrotechnik *1924*.
84. SCHUMANN W. O.: Elektrische Durchbruchfeldstärke von Gasen, J. Springer, Berlin 1923.
85. SCHWAIGER A.: Elektrischer Festigkeitslehre, J. Springer Berlin 1952, Berlin 1925.
86. Siemens Zeitschrift *1930*, H. 6; *1931*, seš. 4.
87. Silicone Electrical Insulating Materials, Midland Silicones Ltd.
88. STAMM H.: Elektrische Isolierstoffe in Hochspannungsapparaten, DE *1956*, str. 50.
89. Standard Handbook for Electrical Engineers, MacGraw-Hill Book Co., New York *1941*, str. 676.
90. STRÄGER H.: Werkstoffkunde der elektrischen Isolierstoffe, Gebrüder Bornträger, Berlin 1955.
91. TINGLEY J.: Two and Three Phase Lap Windings in unequal Groupes, El. Re. and Wes. El. *1955*.
92. TITTEL J.: Synchronmaschine, in E. v. Rziha Starkstromtechnik, Verlag W. Ernst, Berlin 1955.
93. TONGSTRAND C. A.: Mylar- a new Insulating Material for Electrical Motors, ASEA Journal *1956*, No. 3.
94. VACULIK P.: Chemie monomerů, NČSAV, Praha 1956.
95. VEJCHAR J.: Plastické materiály v konstrukci strojů, SNTL, Praha 1953.
96. VEVERKA A.: Koronový výboj na okraji polovodivých povlaků, ČSAV, Práce Ústavu pro elektrotechniku ČSAV III, NČSAV, Praha 1955.
97. VICKERS H.: Short Pitch Winding, The Electricien *1920*.
98. WALKER M.: The Diagnosing of Troubles in Electrical Machines, London 1921.
99. WELLAUER M.: Einführung in die Hochspannungstechnik, J. Springer, Berlin 1954.
100. YOUNG J. F.: Materials and Processes, J. Wiley and Sons, New York 1954.
101. ZABYRINA K. L., FROMBERG M. B.: Teplostojkyje pokrovnyje elektroizoljacionnyje emaili, Vestnik elektropromyšlenosti *1956*.
102. Zeitschrift für technische Physik, sv. *10*, str. 328.

Глава III

Обмотки коллекторных машин переменного тока

1. РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА И МАГНИТНЫЕ НАПРЯЖЕНИЯ У ОБМОТОК КОЛЛЕКТОРНЫХ МАШИН

Обмотки коллекторных машин переменного тока по сравнению с обмотками постоянного тока имеют следующие существенные отличия:

а) *Питание коллектора* у машин постоянного тока обычно осуществляется при помощи комплектов щеток, у которых чередуется положительная и отрицательная полярность. Расстояние между комплектами щеток отвечает полюсному делению.

У якорей коллекторных машин переменного тока число комплектов щеток зависит от числа полюсов и фаз и, в соответствии с этим, их обмотки разделяются на однофазные и многофазные. Кроме того, для возможности регулирования скорости вращения машины и установки фазного смещения в якоре, комплекты щеток выполняются двойными, из которых один комплект остается неподвижным, а другой-переставляется, или же все комплекты выполняются переставными. Вследствие этого, в якоре возможны различные переключения на разные числа полюсов и фаз и различные обмоточные коэффициенты, которым отвечают разнообразно распределенные магнитные напряжения в воздушном зазоре.

б) *Коммутация* у машин постоянно тока не вызывает больших затруднений, так как там применяются добавочные, коммутационные полюсы, а также и компенсационная обмотка. У якорей машин переменного тока эта проблемма существенно сложнее. Электромагнитная энергия потоков магнитных рассеяний при коммутации у машин постоянного тока преобразуется под влиянием коммутационных полюсов в механическую энергию, в то время как при коммутации якорей у машин переменного тока в коммутируемых секциях возникают две составляющие коммутирующей электродвижущей силы, а именно-реактивная и трансформаторная. Первая пропорциональна коммутационному току

и окружной скорости якоря, вторая зависит от величины общего магнитного потока и от скольжения якоря. Поэтому коммутацию якорей переменного тока при помощи коммутационных полюсов довольно трудно отрегулировать. В некоторых случаях выполнение коммутационных полюсов вообще невозможно, как например, у якорей с переставными щетками.

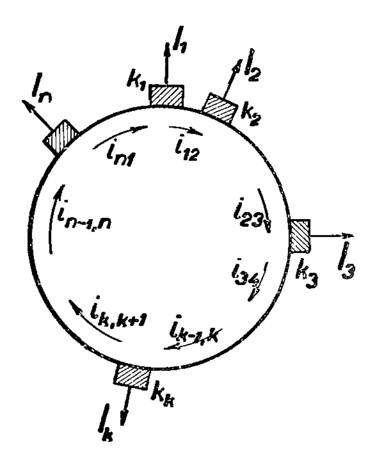


Рис. 1-1. Определение токов в якоре при неравномерном распределении щеток.

С этой точки зрения расчет обмотки необходимо производить с особой тщательностью. При этом стремимся, по мере возможности, получить наименьшее напряжение на пластинах коллектора. Для этого пользуются различными приемами, о которых будет речь ниже.

Как уже было сказано, для питания якоря коллекторных машин переменного тока существует много способов. Рассмотрим общий случай[10], когда по коллектору распределено n комплектов щеток $k_1, k_2, \ldots, k_n$, подводящих или отводящих токи сети $I_1, I_2, \ldots, I_n$, которые могут иметь различную величину и фазу. Токи в якоре разделяются на отдельные фазные токи согласно рис. 1-1, т. е. на $i_{1_2}, i_{2_3}, i_{3_4}, \ldots, i_{n-1_n}, i_{n_1}$.

Токи отвечают условиям:

$$\sum_{k=1}^{n} I_k = 0\,, \quad \sum_{k=1}^{n} i_{(k-1)k} = 0\,. \tag{1-1}$$

Напишем выражения для линейных токов по рис. 1-1:

$$\begin{aligned} I_1 &= i_{n_1} - i_{1_2}\,, \\ I_2 &= i_{1_2} - i_{2_3}\,, \\ I_3 &= i_{2_3} - i_{3_4}\,, \\ I_n &= i_{(n-1)_n} - i_{n_1}\,. \end{aligned} \tag{1-2}$$

Последовательным сложением этих выражений получим дальнейшие уравнения:

$$\begin{aligned} i_{n_1} - i_{1_2} &= I_1\,, \\ i_{n_1} - i_{2_3} &= I_1 + I_2\,, \\ i_{n_1} - i_{3_4} &= I_1 + I_2 + I_3\,, \\ &\vdots \\ i_{n_1} - i_{(n-1)_n} &= I_1 + I_2 + \ldots + I_{(n-1)}\,, \\ i_{n_1} - i_{n_1} &= I_1 + I_2 + \ldots + I_n\,. \end{aligned} \tag{1-3}$$

Эта система имеет n уравнений. Если их снова сложить, учитывая равенства (1-1), то получим уравнение:

$$n i_{n_1} = n I_1 + (n-1) I_2 + (n-2) I_3 + \ldots + 2 I_{n-1} + I_n$$

и если полученное выражение разделить на n, то получим ток в одной фазе:

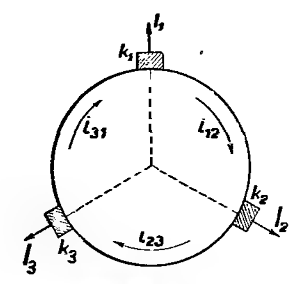
$$i_{n_1} = I_1 + \frac{n-1}{n} I_2 + \frac{n-2}{n} I_3 + \dots + \frac{2}{n} I_{(n-1)} + \frac{1}{n} I_n . \qquad (1\text{-}4)$$

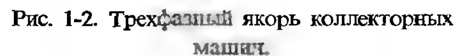
Остальные фазные токи найдем при цикличной замене индексов.

Пример

На примере трехфазной коллекторной обмотки по рис. 1-2 покажем, как при помощи указанного метода можно определить отдельные фазные токи. Предположим, что обмотка симметрично нагружена, причем $|I_1| = |I_2| = |I_3|$ и фазные смещения между токами одинаковы и равны $2\pi/3$. В нашем случае $n = 3$; тогда из уравнения (1-4) следует:

$$i_{3_1} = I_1 + \tfrac{2}{3} I_2 + \tfrac{1}{3} I_3 .$$




Рис. 1-2. Трехфазный якорь коллекторных машин.

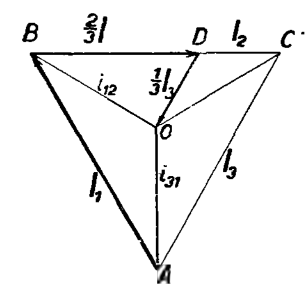


Рис. 1-3. Графическое определение фазных токов в якоре.

Если провести графическое решение по рис. 1-3, то найдем, что вектор $i_{31} = \overline{AO}$, который отвечает одному из фазных токов, замыкает контур $A - B - D - O$. Причем точка O является центром треугольника (ABC). Векторы $\overline{OB}$ и $\overline{OC}$ определяют остальны фазные токи i_{1_2} и i_{2_3}.

а) ОДНОФАЗНЫЕ ОБМОТКИ

α) Однофазные обмотки с полным шагом и с диаметрально противоположно расположенными щетками

Рассмотрим простейший случай однофазной обмотки переменного тока с полным шагом, у которой комплекты щеток расположены на коллекторе диаметрально противоположно (см. рис. 1-4). Пусть имеется простая петлевая обмотка с $N_d = 16$ пазам, на один паз приходится $u = 1$ пластина, общее число про-

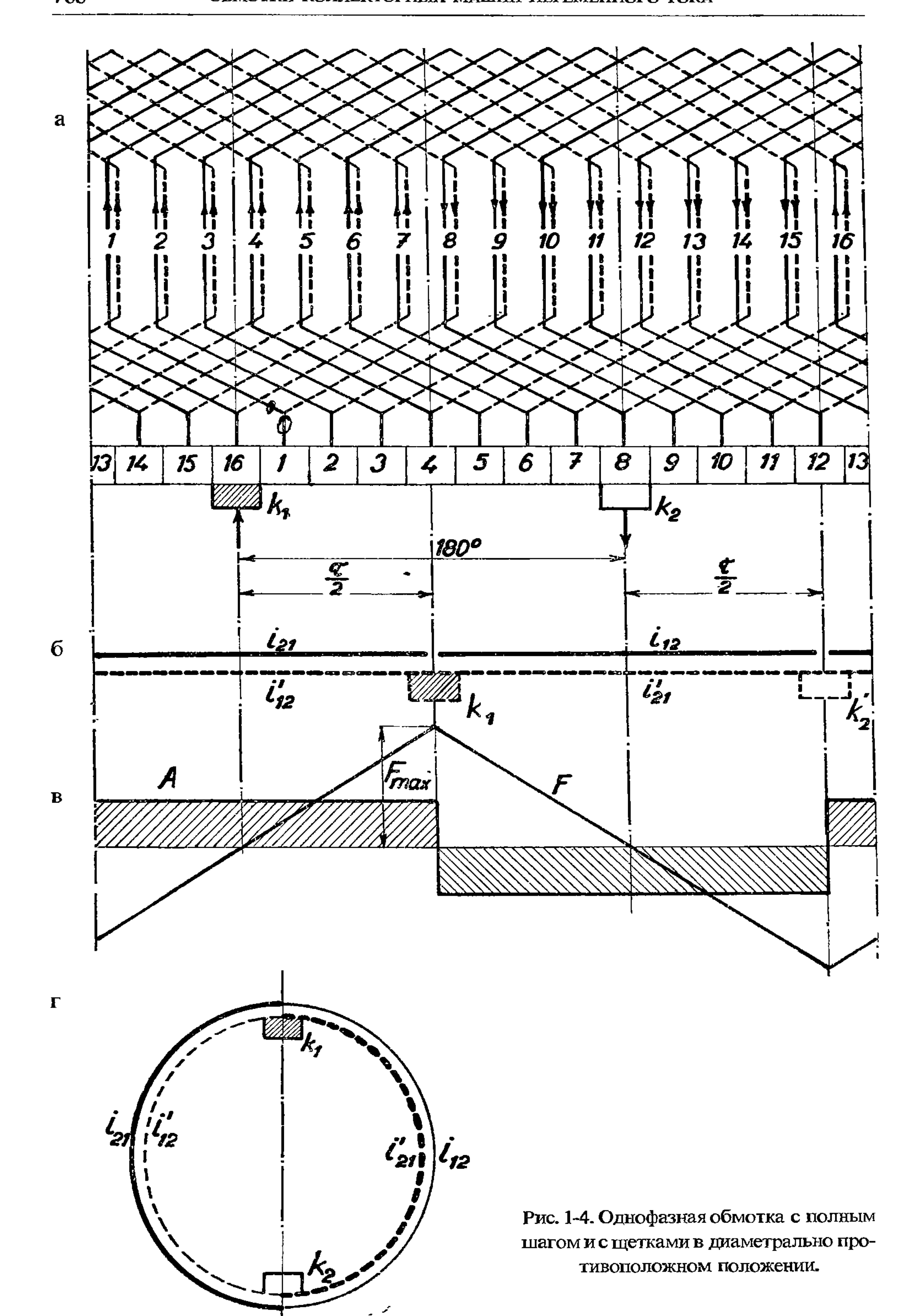


Рис. 1-4. Однофазная обмотка с полным шагом и с щетками в диаметрально противоположном положении.

водников $'N = 32$, число секций $N_c = 16$, число пластин $K = 16$, шаг по пазам $y_{d_1} = 8$, первый шаг обмотки $y_1 = 8$, второй шаг $y_2 = -7$. На рис. 1-4а показана схема этой обмотки, где на коллекторе расположены щетки k_1 и k_2. На рис. 1-4б они заменены идеальными щетками k_1' и k_2', расположенными в нейтральных осях обмотки и смещенными относительно подлинных щеток на половину полюсного деления $\tau_p/2$. Предположим, что ток в якорь подводится через щетку k_1' и отводится через щетку k_2'. Тогда через обмотку якоря проходят токи i_{2_1} и i_{1_2}. Причем токи i_{2_1} и i_{1_2}', расположенные налево от щетки k_1', имеют направление к нам, в то время как токи i_{1_2} и i_{2_1}', направо от щетки k_1' имеют направление от нас. Распределение линейной нагрузки тока по окружности дается ломаной прямой A на рис. 1-4в, а распределение магнитного напряжения — ломаной прямой F трехугольного вида.

Максимальное магнитное напряжение F_{max} можно определить следующим образом: если в якоре имеется $2a$ параллельных ветвей, а через один комплект щеток подводится ток из сети величиной I, то через каждую ветвь проходит эффективный ток $I/2a$. Если якорь, помимо этого, имеет $'N$ проводников и имеется p пар полюсов, то на один полюс приходится $'N/2p$ проводников. Тогда одной паре полюсов отвечает амплитуда магнитного напряжения $'NI\sqrt{2}/4ap$ ампервитков. Если это значение умножить на число пар полюсов p, то получим магнитное напряжение для всей машины:

$$F = \frac{'NI\sqrt{2}}{4a}. \tag{1-5}$$

β) Однофазная обмотка с полным шагом и с переставленными щетками

Как видно из рис. 1-5, распределение токов по окружности якоря изменится, если щетки переставлены и не занимают друг относительно друга диаметрально противоположное положение. Щетка k_2, через которую ток отводится, сдвинута с положения k_{2_0} влево на угол α и тогда щеточное деление отвечает углу $(180° - \alpha)$. Распределение токов по окружности якоря обозначено линиями i_{2_1} и i_{1_2}. Влияния магнитных напряжений верхнего и нижнего положения в зонах α взаимно уничтожаются и, поэтому, подлинное распределение объемов тока можно заменить ломаной прямой A. Под влиянием таких токов создается магнитное напряжение, представленное ломаной прямой F, которая, в отличие от предыдущего случая, имеет трапецеидальную форму. Распределение тока показано также и на рис. 1-5г.

Если требуется определить максимальное значение магнитного напряжения F_{max}, то необходимо учесть, что в данном случае параллельные ветви загружены несимметрично, так как у одной половины ветвей сопротивление пропорционально углу $(\pi - \alpha)$, в то время как у другой — углу $(\pi + \alpha)$. Если фазные

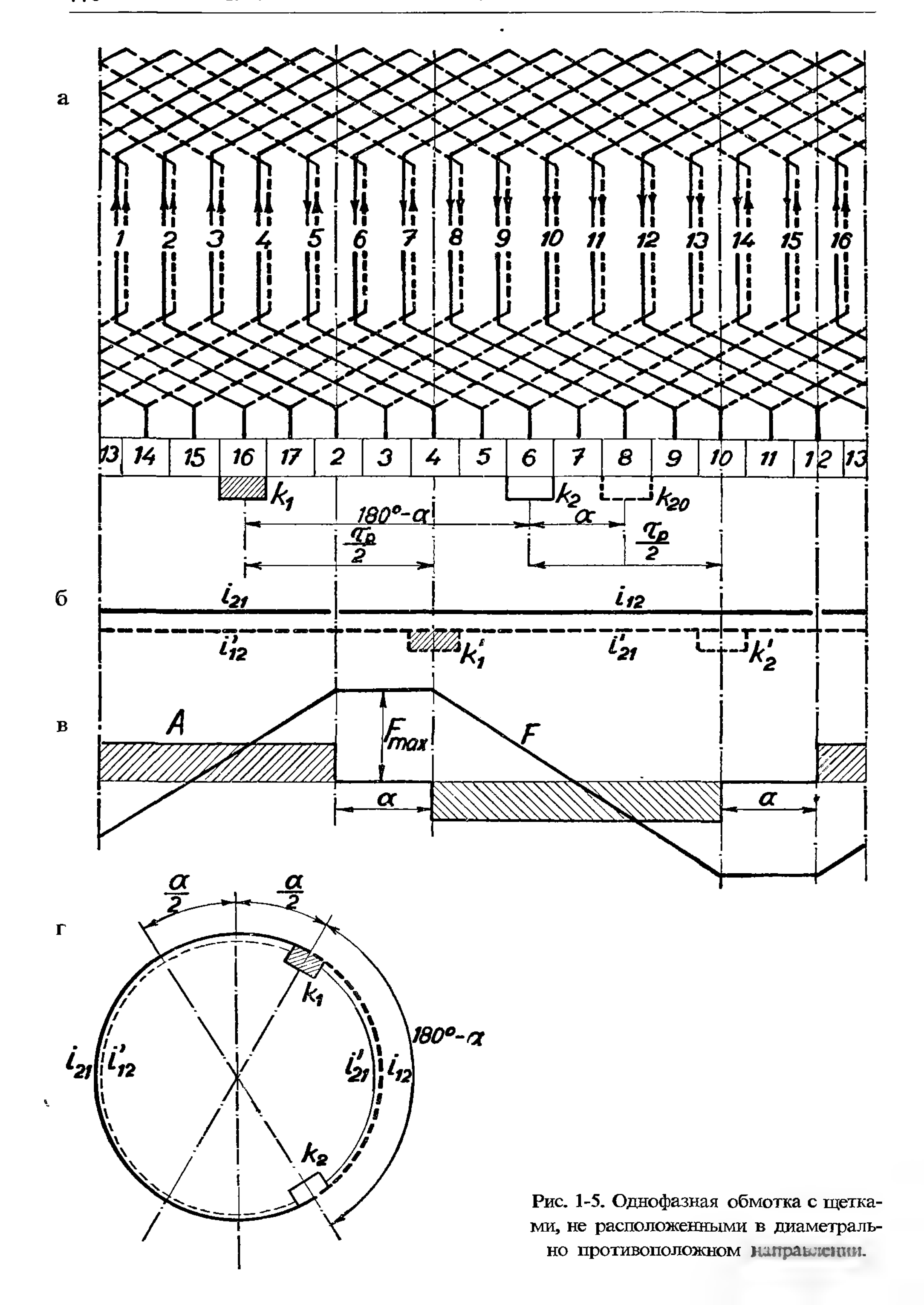


Рис. 1-5. Однофазная обмотка с щетками, не расположенными в диаметрально противоположном направлении.

токи в более коротких параллельных ветвях обозначим через i_{1_2}, а в более длинных — через i_{2_1}, то отношение этих токов будет равняться:

$$i_{1_2} : i_{2_1} = \frac{1}{\pi - \alpha} : \frac{1}{\pi + \alpha}. \qquad (1\text{-}6)$$

Кроме того справедливо:

$$i_{1_2} + i_{2_1} = \frac{I}{a} \qquad (1\text{-}7)$$

и согласно пропорции (1-6) получим:

$$(i_{1_2} + i_{2_1}) : i_{1_2} = \frac{2\pi}{\pi^2 - \alpha^2} : \frac{1}{\pi - \alpha},$$

откуда, с учетом уравнения (1-7), следует:

$$i_{1_2} = \frac{I}{2a}\frac{\pi + \alpha}{\pi} \qquad (1\text{-}8)$$

и аналогично

$$i_{2_1} = \frac{I}{2a}\frac{\pi - \alpha}{\pi}. \qquad (1\text{-}8')$$

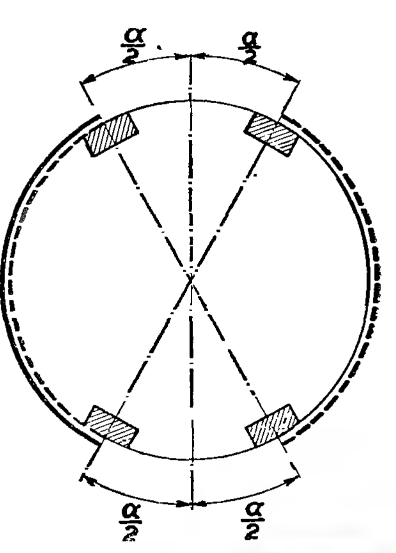


Рис. 1-6. Распределение магнитных напряжений в однофазном якоре с неподвижной и переставной парами щеток.

Тогда среднее значение тока в одной ветви будет:

$$i = \frac{i_{1_2} + i_{2_1}}{2} = \frac{I}{2a}\frac{\pi + \alpha}{2\pi} + \frac{I}{2a}\frac{\pi - \alpha}{2\pi} = \frac{I}{2a}.$$

Предположим далее, что машина имеет $2p$ полюсов, тогда на один полюс приходится

$$\frac{'N}{2p}\frac{\pi - \alpha}{\pi} \quad \text{проводников},$$

и следовательно, амплитуда магнитного напряжения на одну пару полюсов равняется

$$F_{max} = \frac{'N}{2p}\frac{\pi - \alpha}{\pi}\frac{I\sqrt{2}}{2a} = \frac{'NI\sqrt{2}}{4ap}\cdot\frac{(\pi - \alpha)}{\pi}.$$

Тогда магнитное напряжение всего якоря будет

$$F = \frac{'NI\sqrt{2}}{4a}\cdot\frac{(\pi - \alpha)}{\pi}. \qquad (1\text{-}9)$$

Вполне аналогичное распределение магнитных напряжений получим при двух парах переставных щеток, как это показано на рис. 1-6. Только здесь, в отличие от предыдущего случая, части обмотки якоря, расположенные между

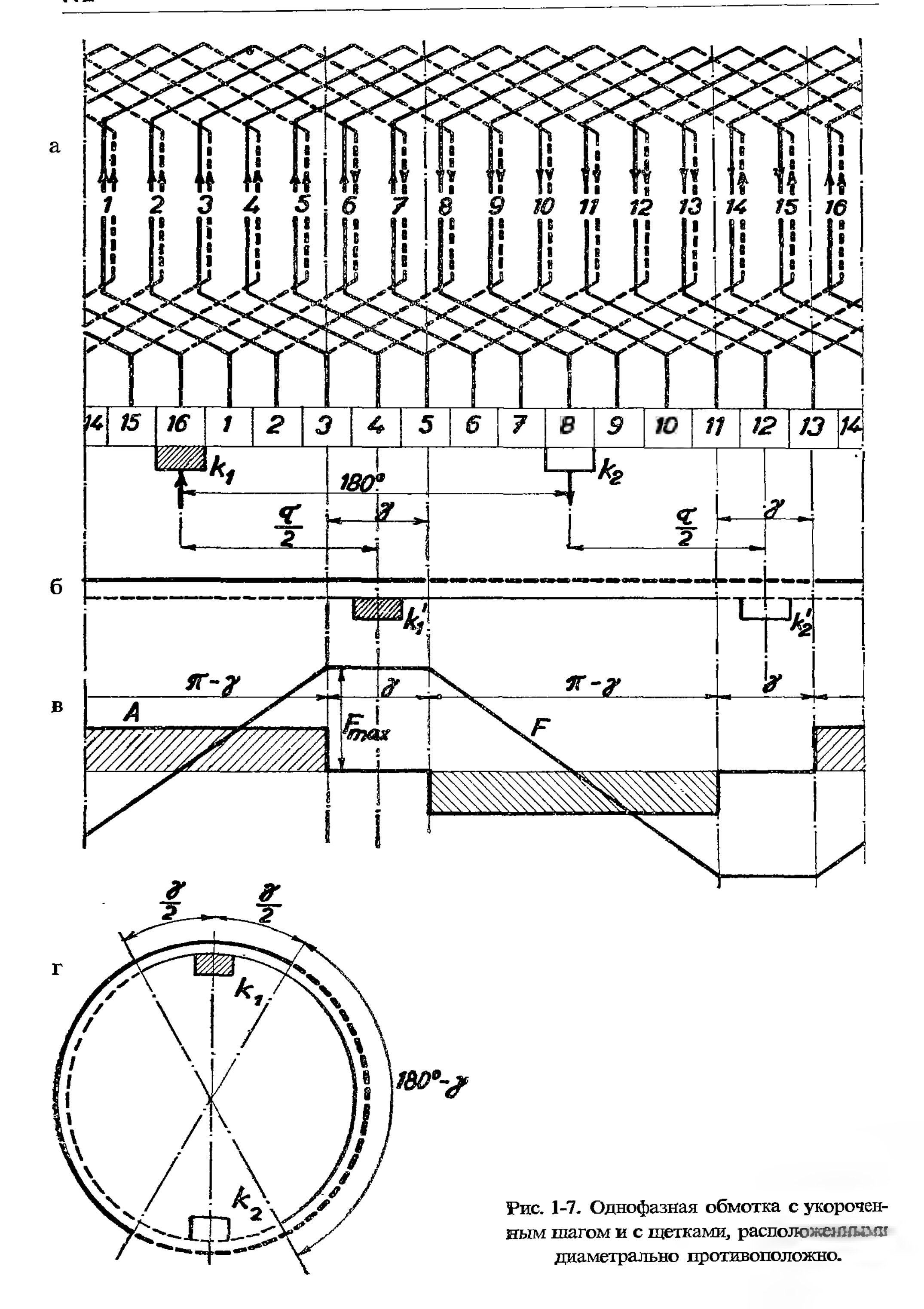


Рис. 1-7. Однофазная обмотка с укороченным шагом и с щетками, расположенными диаметрально противоположно.

осями щеток, составляющих между собой угол α, останутся без тока. Амплитуда магнитного напряжения остается, однако, той же, что и в предыдущем случае. Отметим еще, что распределение токов в якоре не изменится, если ток подводится к щеткам снаружи, или если щетки соединены накоротко, как это имеет место у репульсионных двигателей.

γ) Однофазная обмотка с укороченным шагом и с диаметрально противоположными щетками

Такая обмотка показана на рис. 1-7, причем укорочение шага обмотки отвечает углу γ и, вследствие этого, нижние части обмотки сдвинуты на тот же угол влево по отношению к верхним частям. Из рис. 1-7 видно, что в верхней зоне, шириной γ, в обоих слоях проходит ток одинаковой величины, причем, например в верхнем слое левой зоны, направлен от нас, а в нижнем слое — к нам. В нижней зоне, шириной γ, это явление имеет обратный характер, вследствие чего активная линейная нагрузка тока A в этих местах равна нулю. Таким образом получается распределение объемов тока по окружности машины в зонах, шириной $(\pi - \gamma)$. Распределение магнитного напряжения F имеет трапецеидальный вид, как показано на рис. 1-7в. Круглая схема распределения токов показана на рис. 1-7г.

Так как щетки на коллекторе лежат в диаметрально противоположном направлении и якорь имеет $2a$ одинаковых параллельных ветвей, то через одну ветвь проходит ток с амплитудой:

$$i_a = \frac{I}{2a}\sqrt{2}, \tag{1-10}$$

где I — ток из сети, подводимый через щетки к якорю. В зоне, шириной $(\pi - \gamma)$, находится

$$\frac{'N}{2p}\frac{\pi-\gamma}{\pi} = \frac{'N}{2p}(1-\varepsilon) \quad \text{проводников}, \quad \left(\varepsilon = \frac{\gamma}{\pi}\right),$$

так что магнитное напряжение, отвечающее одной паре полюсов, будет:

$$F_{\max} = \frac{'N}{2p}(1-\varepsilon)\frac{I\sqrt{2}}{2a} = \frac{'N}{4ap}(1-\varepsilon)I\sqrt{2}. \tag{1-11}$$

Если уравнение (1-11) умножим на число пар полюсов p, то получим амплитуду магнитного напряжения всей машины:

$$F = \frac{'N}{4a}(1-\varepsilon)I\sqrt{2}. \tag{1-12}$$

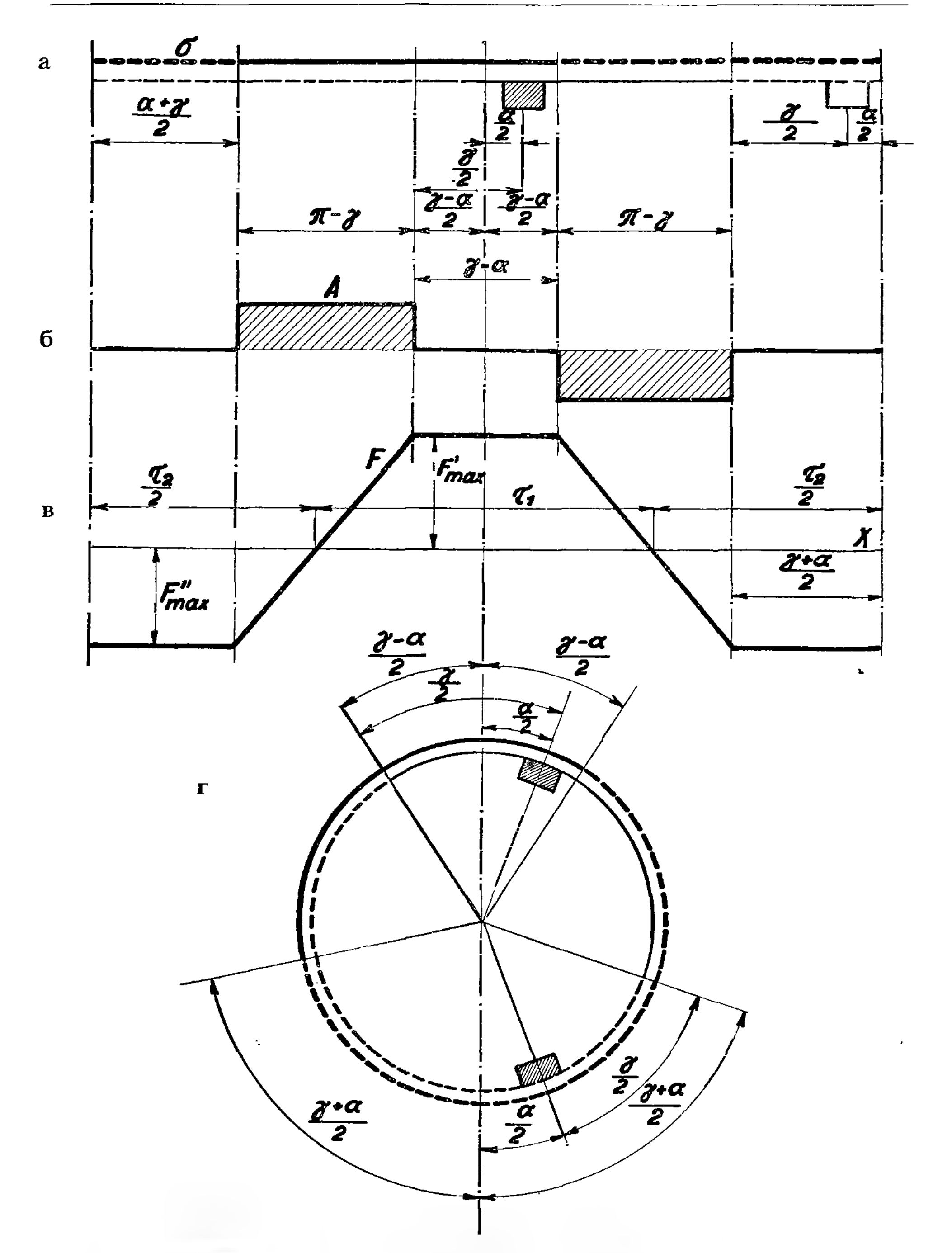


Рис. 1-8. Однофазная обмотка с укороченным шагом и с комплектами щеток не расположенными в диаметральном направлении.

б) Однофазная обмотка с укороченным шагом и с переставленными щетками

На рис. 1-8г изображена круглая схема однофазного якоря с обмоткой с укороченным шагом на угол γ и с щетками, переставленными из диаметрально противоположного положения на угол α. Линейную нагрузку тока по окружности якоря можно вывести из рис. 1-5 и 1-7. В результате перестановки обеих щеток по рис. 1-5г вправо от вертикальной оси на угол $\alpha/2$, левая и правая ветви обмотки якоря укоротятся на обоих концах на угол $\alpha/2$. И наоборот, при укорочении шага по рис. 1-7, левая ветвь повернется вправо от вертикальной оси на угол $\gamma/2$, и аналогично, правая ветвь повернется влево. Если обе операции провести одновременно, при условии, что угол $\gamma > \alpha$, то имеет место случай, показанный на рис. 1-8г. В верхней части окружности якоря образуется нейтральная зона, шириной $(\gamma - \alpha)$, а в нижней части – шириной $(\gamma + \alpha)$. При повороте щеток якоря в отрицательном направлении, в верхней части образуется нейтральная зона, шириной $(\gamma + \alpha)$, а в нижней – шириной $(\gamma - \alpha)$.

На рис. 1-8а показано распределение тока σ по окружности якоря. Как видно, здесь образуются две нейтральные зоны, шириной $(\gamma - \alpha)$ и $(\gamma + \alpha)$, оси которых совпадают с осями магнитного напряжения F по рис. 1-8в. Из рис. 1-8б видно, что объемы тока A не распределяются равномерно по окружности якоря и магнитное напряжение F здесь изображается ломаной прямой, несимметричной относительно оси X. Амплитуда магнитного напряжения над осью X отвечает значению F'_{max} и под осью X – значению F''_{max}, причем $F'_{max} > F''_{max}$. Из этого следует, что магнитное напряжение будет содержать четные гармоники. Если требуется найти величины амплитуд магнитных напряжений F'_{max} и F''_{max}, то необходимо учесть, что площади трапеций ломаной прямой F над осью X должны быть одинаковы. Если полюсное деление обозначим через π, то основание трапеции с вершиной, равной $(\gamma - \alpha)$, будет равняться τ_1, а у трапеции с вершиной, равной $(\gamma + \alpha)$, основание будет равняться τ_2, причем $\tau_1 + \tau_2 = 2\pi$. Сумма амплитуд магнитных напряжений будет

$$F'_{max} + F''_{max} = F_{max},$$

где F_{max} является магнитным напряжением, отвечающим одной паре полюсов, вызванным амперпроводниками зоны, шириной $(\pi - \gamma)$. Из рис. 1-8 видно, что основания этих трапеций отвечают уравнению:

$$\tau_1 = (\gamma - \alpha) + \frac{2\pi - (\gamma - \alpha) - (\gamma + \alpha)}{F_{max}} F'_{max} = (\gamma - \alpha) + \frac{2(\pi - \gamma)}{F_{max}} F'_{max} \quad (1\text{-}13)$$

и аналогично:

$$\tau_2 = (\gamma + \alpha) + \frac{2\pi - (\gamma - \alpha) - (\gamma + \alpha)}{F_{max}} F''_{max} = (\gamma + \alpha) + \frac{2(\pi - \gamma)}{F_{max}} F''_{max}. \quad (1\text{-}13')$$

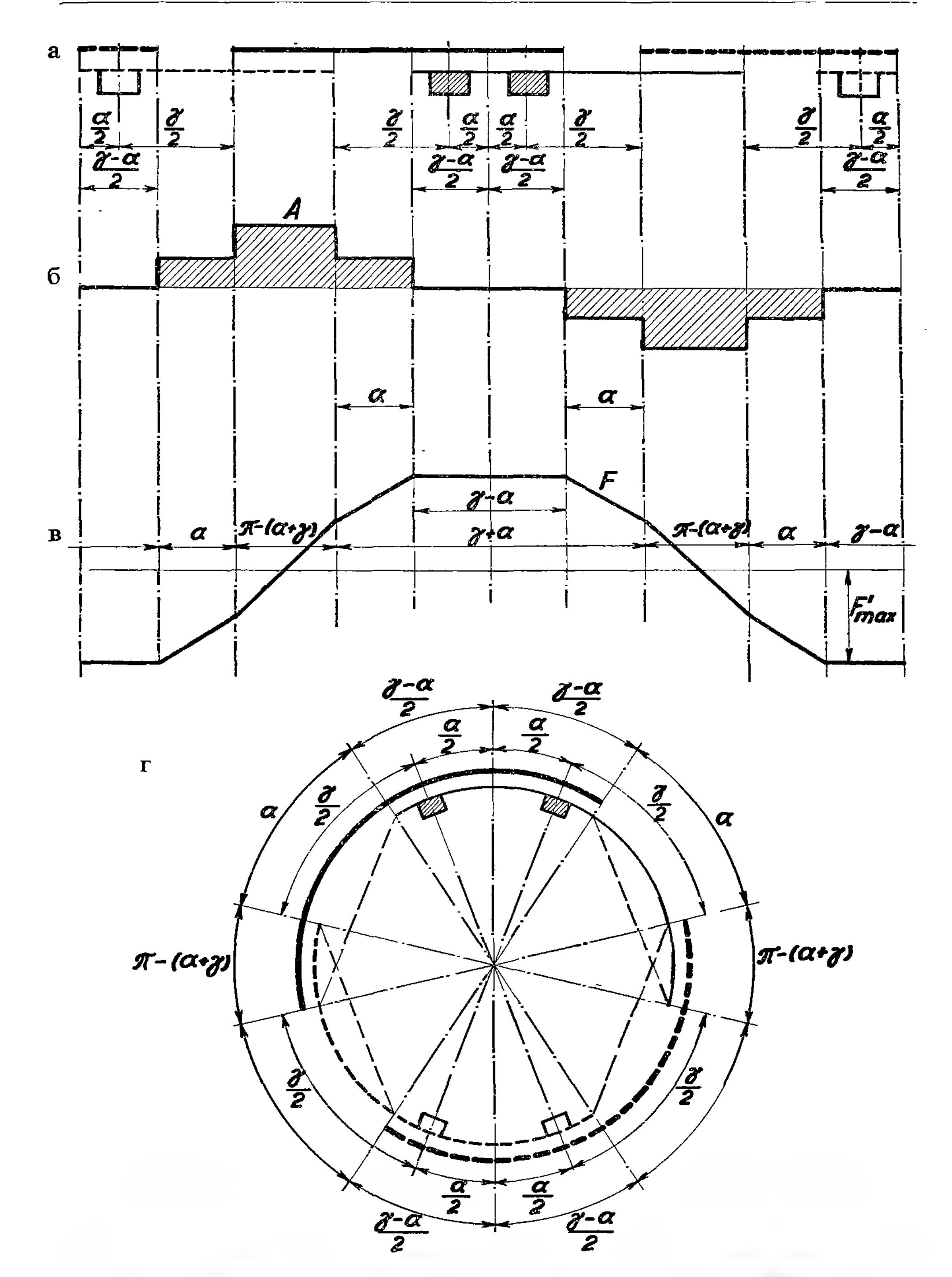


Рис. 1-9. Однофазная обмотка с укороченным шагом и с двумя парами переставных комплектов щеток.

Так как площади обеих трапеций равны, то:

$$\left[(\gamma - \alpha) + \frac{\pi - \gamma}{F_{max}} F'_{max}\right] F'_{max} = \left[(\gamma + \alpha) + \frac{\pi - \gamma}{F_{max}} F''_{max}\right] F''_{max}$$

и вследствие того, что

$$F''_{max} = F_{max} - F'_{max} ,$$

выведем после подстановки в предыдущее уравнение:

$$F'_{max} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} F_{max} \tag{1-14}$$

и аналогично

$$F''_{max} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} F_{max} , \tag{1-14'}$$

причем

$$F_{max} = \frac{'NI\sqrt{2}\,.\,(\pi - \gamma)}{4a\pi p}$$

является магнитным напряжением на пару полюсов. Магнитное напряжение для всего якоря получим, если это значение умножить на число пар полюсов p:

$$F = \frac{'NI\sqrt{2}\,.\,(\pi - \gamma)}{4a\pi} .$$

Если известны величины амплитуд F'_{max} и F''_{max}, то можно определить основания трапеций τ_1 и τ_2. Из уравнений (1-13) и (1-13'), после подстановки значений (1-14) и (1-14'), следует:

$$\tau_1 = \frac{\pi^2 - \alpha\gamma}{\pi}; \quad \tau_2 = \frac{\pi^2 + \alpha\gamma}{\pi} . \tag{1-15}$$

Распределение магнитного напряжения таким образом определено.

е) Однофазная обмотка с укороченным шагом и с двумя парами переставленных щеток

Такой случай показан на рис. 1-9. На рис. 1-9а показано распределение щеток и токов по окружности якоря. На рис. 1-9б показано распределение линейной нагрузки, которое представлено ломаной прямой A. На рис. 1-9в ломаная прямая F показывает распределение магнитного напряжения и на рис. 1-9г на схеме показаны положения щеток и распределение объемов тока по окружности якоря. Величину амплитуды магнитного напряжения можно вычислить по рис. 1-9б и 1-9в. Предположим, что якорь имеет $'N$ проводников, p пар полюсов и a

пар параллельных ветвей. Если I — эффективное значение линейного тока, то через отдельные ветви будет проходить ток $i_a = I/2a$. На один полюс приходится $'N/2p$ проводников и тогда из рис. 1-9в легко найти, что одному полюсу отвечает магнитное напряжение:

$$F'_{max} = \frac{'N}{4p}\left[\frac{\pi - (\alpha + \gamma)}{\pi} + \frac{\alpha}{2}\right]\frac{I}{2a}\sqrt{2},$$

после преобразования получим:

$$F'_{max} = \frac{\pi - \gamma}{\pi}\frac{'NI\sqrt{2}}{8ap}. \qquad (1\text{-}16)$$

Общее магнитное напряжение у машины с $2p$ полюсами будет:

$$F = \frac{\pi - \gamma}{\pi}\frac{'NI\sqrt{2}}{4a}. \qquad (1\text{-}17)$$

б) ТРЕХФАЗНЫЕ ОБМОТКИ

α) Трехфазные обмотки с полным шагом

У коллекторных машин переменного тока чаще всего применяются трехфазные и шестифазные обмотки. Рассмотрим здесь трехфазные обмотки с полным шагом.

Такая обмотка схематически изображена на рис. 1-10. При симметричной нагрузке линейные токи равны

$$I_x = I_y = I_z = I,$$

тогда через отдельные фазы проходит ток:

$$i = \frac{I}{\sqrt{3}}.$$

Если нагрузка была бы несимметрична, то фазные токи определялись бы на основании ранее выведенного выражения (1-4).

Так как обмотка двухслойная и с полным шагом, то фаза X', в нижнем слое, лежит в диаметрально противоположном направлении фазы X в верхнем слое; аналогично это относится и к остальным фазам. При подробном рассмотрении рис. 1-10 обнаружим, что проводники верхнего и нижнего слоев во всех пазах принадлежат различным фазам. Так например, в полюсно-фазной группе между щетками $k_2 - k_3$ в верхнем слое пазов расположены проводники фазы X, в то время как в нижнем слое пазов расположены наполовину проводники фазы Y' и фазы Z'. В одинаковой мере это относится и к фазам

Y и *Z*, которые расположены между щетками $k_3 - k_1$ или $k_1 - k_2$. Распределение магнитного напряжения у такой обмотки легче всего можно проследить по диаграмме Гёргеса. С этой целью построим звезду фазных токов i_x, i_y, i_z, симметрично распределенных и отвечающих фазам *X*, *Y*, *Z* в верхних слоях пазов, см. рис. 1-11. Звезду дополним еще векторами i'_x, i'_y и i'_z, которые расположены в диаметрально противоположных направлениях, и отвечают фазам *X'*, *Y'*, *Z'* в нижних слоях обмотки. Объемы токов в пазах даны геометрическими суммами векторов токов в верхнем и нижнем слоях. Так например, в зоне –

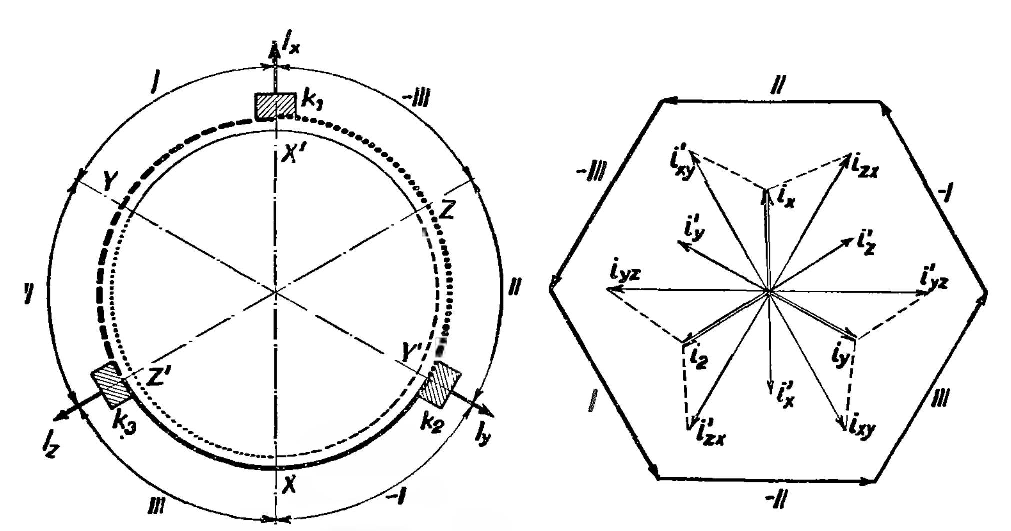


Рис. 1-10. Распределение магнитных напряжений в трехфазном якоре.

Рис. 1-11. Многоугольник магнитных напряжений трехфазного якоря с двухслойной обмоткой.

– *I*, на рис. 1-10, проводники фазы *X* находятся в верхнем слое пазов, а проводники фазы *Y'* — в нижнем слое. Тогда соответствующие объемы токов в пазах даются геометрической суммой:

$$i'_{x_y} = i_x + i'_y .$$

Аналогично и в зоне *III* проводники фазы *X* будут находиться в верхнем слое пазов и фазы *Z'* — в нижнем слое; и тогда общие объемы токов в пазах даются суммой

$$i_{z_x} = i_x + i'_z .$$

В одинаковой мере это относится и к остальным зонам. Векторы

$$i_{y_z},\ i_{z_x},\ i_{x_y},\quad \text{также как и}\quad i'_{y_z},\ i'_{z_x},\ i'_{x_y}$$

на рис. 1-11 являются общими объемами токов в пазах. Тогда, на освании этого, можно построить диаграмму Гёргеса для магнитных напряжений. В данном

случае это будет правильный шестиугольник, со сторонами, параллельными ранее приведенным векторам. Заметим, что векторы совпадают с векторами линейных токов I_x, I_y, I_z, подводимых через щетки к якорю. Очевидно, что такая обмотка имеет свойства правильной шестифазной разрезной обмотки с током, равным половине линейного тока. Анализ магнитных напряжений можно провести по многоугольнику магнитных напряжений, однако, в нашем случае воспользуемся прямым методом. Амплитуду магнитного напряжения найдем из известного выражения:

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} m N_f \kappa i \,.$$

Пусть якорь имеет $'N$ проводников, тогда общее число витков в одной паре параллельных ветвей будет $N = 'N/2a$ и, при числе фаз $m = 3$, на пару полюсов приходится:

$$N_f = \frac{'N}{6ap} \text{ витков} \,.$$

Если помимо этого фазный ток равняется

$$i = \frac{I}{\sqrt{3}}$$

и обмоточный коэффициент равняется

$$\kappa = \frac{3 \sin 60^\circ}{\pi} \,,$$

то амплитуда магнитного напряжения на пару полюсов будет:

$$F_{max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3 \frac{'N}{6ap} \frac{3 \sin 60^\circ}{\pi} \frac{I}{\sqrt{3}}$$

и после преобразования получим

$$F_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{2ap} I \,. \qquad (1\text{-}18)$$

Если машина имеет p пар полюсов, то соответствующая амплитуда магнитного напряжения будет:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{2a} I \,. \qquad (1\text{-}18')$$

Такие же результаты можно получить и в том случае, если эту обмотку заменить шестифазной разрезной обмоткой. Тогда $m' = 6$, и на одну пару полюсов и фазу получим

$$N_f = \frac{'N}{12ap} \text{ витков} \,,$$

а так как обмоточный коэффициент отвечает значению

$$\kappa = \frac{6 \sin 30^\circ}{\pi},$$

то при фазном токе $i = I/2$ (I — линейный ток) получим и здесь амплитуду магнитного напряжения на пару полюсов, отвечающую выражению (1-18) и выражению (1-18′) для всей машины.

β) Трехфазные обмотки с укороченным шагом

Далее рассмотрим свойства трехфазной обмотки с укороченным или удлиненным шагом. На рис. 1-12 показана двухполюсная обмотка с укороченным шагом на угол γ. Из рисунка видно, что полюсно-фазные группы верхнего слоя в пазах повернуты относительно положения идеальных щеток на угол $\gamma/2$ направо, тогда как полюсно-фазные группы нижнего слоя на угол $\gamma/2$ налево. Результирующее распределение объемов тока по окружности якоря составляет шесть зон различной ширины, обозначенных на рис. 1-12 римскими цифрами I, $-III$, II, $-I$, III, $-II$. Как видно, такая обмотка не может быть заменена нормальной трехфазной разрезной обмоткой, так как фазные зоны имеют различную ширину. Распределение магнитных напряжений по окружности якоря дается звездой токов: i_x, i_y, i_z и i'_x, i'_y, i'_z. Поскольку угол $60° > \gamma > 0$, проводники в верхних и нижних слоях пазов будут всегда принадлежать различным фазам. Результирующие магнитные напряжения пазов будут даны геометрическими суммами векторов токов нижнего и верхнего слоев обмотки; следовательно:

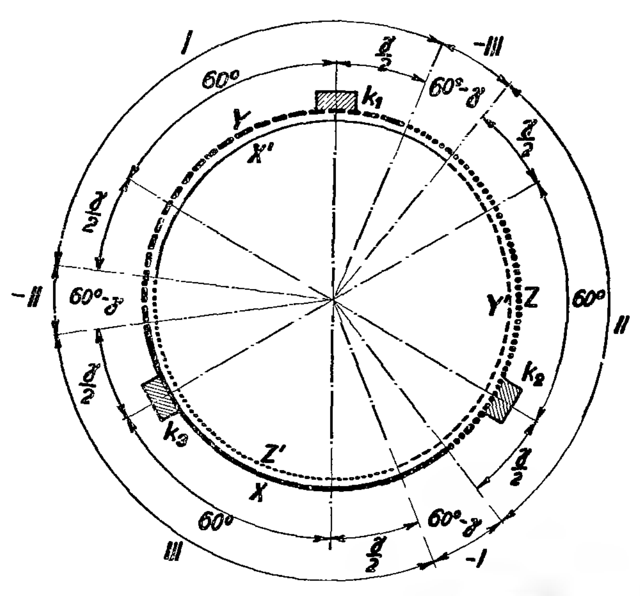


Рис. 1-12. Распределение магнитных напряжений трехфазной обмотки с укороченным шагом.

$$i'_{x_y} = i_x + i'_y,$$
$$i_{z_x} = i_x + i'_z \quad \text{и т. д.}$$

Векторы i_{y_z}, i_{z_x}, i_{x_y} и i'_{y_z}, i'_{z_x}, i'_{x_y} являются общими объемами токов в отдельных пазах. На этом основании можно построить многоугольник магнитных напря-

жений, стороны которого будут им параллельны. Из рис. 1-13 видно, что этот многоугольник является несимметричным шестиугольником и, вследствие этого, в магнитном напряжении появятся четные высшие гармоники.

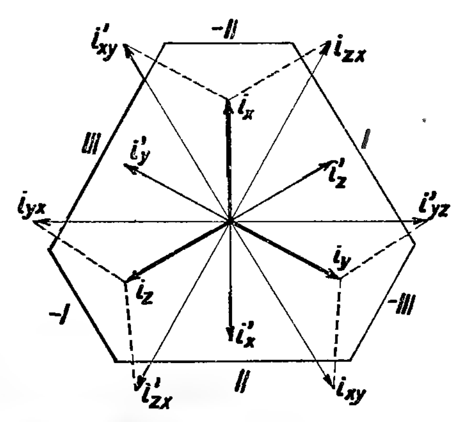


Рис. 1-13. Многоугольник магнитных напряжений трехфазной обмотки с укороченным шагом.

Если шаг обмотки укоротить до $y_{d_1} = \frac{2}{3}Q$, т. е. $60° - \gamma = 0$, то многоугольник магнитных напряжений преобразуется в треугольник. Применив двумерный гармонический анализ, из диаграммы Гёргеса можно определить амплитуды магнитных напряжений основной и высших гармоник.

Если магнитное напряжение такой обмотки определяется путем прямого анализа, то и здесь воспользуемся известной нам формулой:

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} m N_f \kappa i.$$

В нашем случае будет: число фаз $m = 3$, число витков на пару полюсов и фазу $N_f = 'N/6ap$, обмоточный коэффициент $\kappa = \kappa_r \sin[(y_d/Q)\,90°] = \kappa_r \cos\gamma/2$, где $\kappa_r = (3\sin 60°)/\pi$, и фазный ток $i = I/\sqrt{3}$. После подстановки этих значений в указанную формулу найдем амплитуду на пару полюсов:

$$F_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{2ap} I \cos\frac{\gamma}{2} \tag{1-19}$$

и для всей машины получим:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{2a} I \cos\frac{\gamma}{2}. \tag{1-19'}$$

В справедливости этих выражений можно убедиться, если взять только один слой обмотки, например верхний, с общим числом проводников $'N/2$. Причем предполагается, что обмотка имеет полный шаг. Из выражения (1-18) для одной пары полюсов следует

$$F' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3 \frac{'N}{12ap} \frac{3\sin 60°}{\pi} \frac{I}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{4ap} I.$$

Аналогично определяется и амплитуда магнитного напряжения нижнего слоя. Результирующее магнитное напряжение для одной пары полюсов будет

$$F_{\max} = 2F' \cos\frac{\gamma}{2}$$

и после подстановки выражения для F' получится

$$F_{\max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{2ap} I \cos\frac{\gamma}{2}.$$

Умножим это выражение на число пар полюсов p и получим амплитуду общего магнитного напряжения:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{2a} I \cos\frac{\gamma}{2}.$$

в) ШЕСТИФАЗНЫЕ ОБМОТКИ

α) Шестифазная обмотка с полным шагом и с равномерно распределенными щетками

На рис. 1-14 схематически изображена шестифазная обмотка с полным шагом и с равномерно распределенными щетками. Питание якоря симметрично и через щеточные комплекты проходят линейные токи $I_k(k = 1 \div 6)$. Пусть абсолютное значение токов будет I, тогда через фазы проходят токи $i = I$. При несимметричной нагрузке шестифазного якоря воспользуемся ранее описанным методом в параграфе 1.

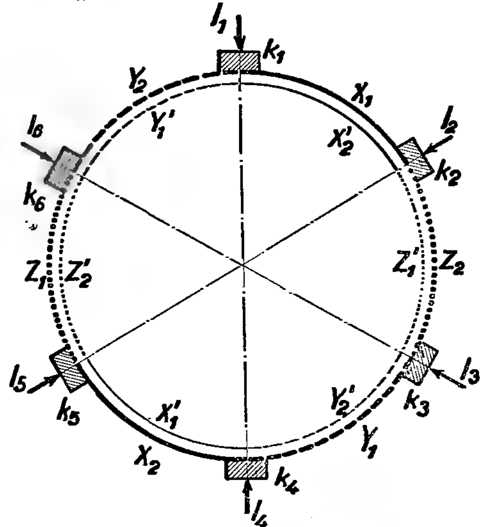


Рис. 1-14. Распределение магнитных напряжений в шестифазном якоре с обмоткой с полным шагом и с равномерно распределенными щетками.

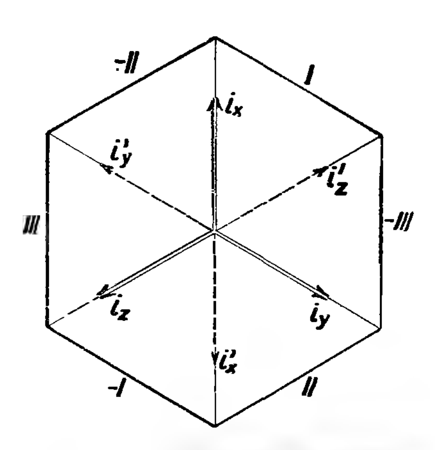


Рис. 1-15. Многоугольник магнитных напряжений шестифазной обмотки с полным шагом и с равномерно распределенными щетками.

Обозначим противоположно лежащие фазы в верхнем слое обмотки этого якоря через $X_1 - X_2$, $Y_1 - Y_2$, $Z_1 - Z_2$. Тогда в нижнем слое обмотки фазе X_1 принадлежит диаметрально противоположная фаза X'_1, фазе X_2 — отвечает фаза X'_2 и аналогично — для остальных фаз.

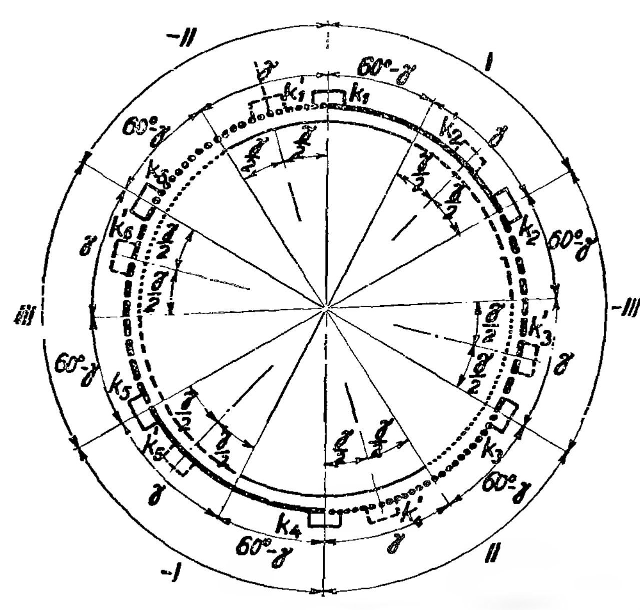


Рис. 1-16. Распределение магнитных напряжений в шестифазном якоре с двухслойной обмоткой с укороченным шагом и с равномерно распределенными щетками.

При полном шаге обмотки токи в нижнем и в верхнем слоях пазов будут принадлежать одинаковой фазе. Очевидно, что такую обмотку можно заменить обычной распределенной шестифазной обмоткой.

Распределение объемов тока в якоре показано на диаграмме (рис. 1-15). Если векторы фазных токов i_x, i_y, i_z и i'_x, i'_y, i'_z изобразить в виде звезды, то стороны многоугольника магнитных напряжений будут параллельны лучам звезды. Многоугольник является правильным шестиугольником и, вследствие этого, магнитное напряжение будет содержать лишь нечетные гармоники.

Амплитуды магнитного напряжения отдельных гармоник можно вычислить по диаграмме Гёргеса при помощи двумерного гармонического анализа. Обычно, для определения амплитуды основной гармоники можно воспользоваться известной формулой:

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} m N_f \kappa i .$$

Здесь число фаз $m = 6$, $i = I$ и кроме того

$$N_f = \frac{'N}{12ap}; \quad \kappa = \frac{6 \sin 30^\circ}{\pi} = \frac{3}{\pi},$$

так что магнитное напряжение на пару полюсов будет:

$$F_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{ap} I , \tag{1-20}$$

а для всей машины:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{a} I \,. \tag{1-20'}$$

β) Шестифазная обмотка с укороченным шагом и с равномерно распределенными щетками

Пусть в шестифазной обмотке (рис. 1-16) шаг укорочен на угол $\gamma < 60°$. Тогда на окружности якоря образуется 12 зон, из которых половина, шириной $(60° - \gamma)$, в верхнем и нижнем слоях каждого паза имеет проводники одинаковой фазы, в то время как в другой части зон, шириной γ, проводники в верхнем и нижнем слоях пазов будут принадлежать различным фазам. Тогда подлинные щетки $k_1, k_2, k_3, \ldots, k_6$ можно заменить идеальными щетками $k_1', k_2', k_3', \ldots, k_6'$, обозначенными штриховой линией, и предположить, что верхний слой повернут на угол $\gamma/2$ направо, а нижний — на $\gamma/2$ налево. На рис. 1-17 показана звезда токов

$$i_x, i_y, i_z, i_x', i_y', i_z' \,, \tag{1-21}$$

отвечающая фазным токам шестифазной обмотки с укороченным шагом и с равномерно распределенными щетками. Объемы токов в пазах, с одинаковой фазой в верхнем и нижнем слоях пазов, определяют векторы:

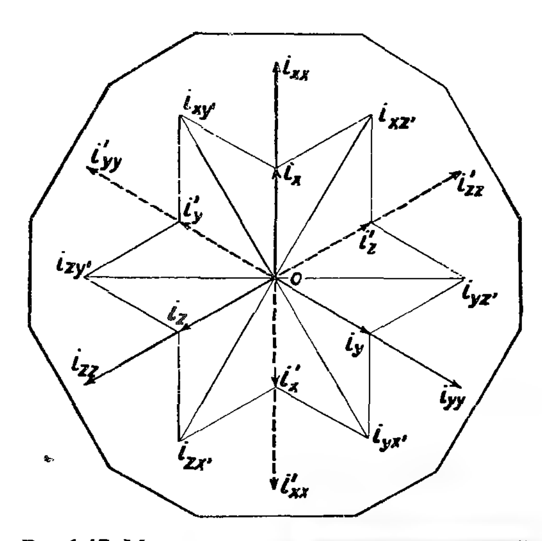


Рис. 1-17. Многоугольник магнитных напряжений двухслойной шестифазной обмотки с укороченным шагом и с равномерно распределенными щетками.

$$i_{x_x}, i_{y_y}, i_{z_z} \text{ и } i_{x_x}', i_{y_y}', i_{z_z}' \,, \tag{1-22}$$

величина которых отвечает удвоенной величине приведенных выше векторов (1-21). С другой стороны, объемы токов в пазах со смешанными фазами даны векторами:

$$i_{x_y}, i_{x_z}, i_{y_z}, i_{y_x}, i_{z_x}, i_{z_y} \,, \tag{1-22'}$$

которые отвечают геометрическим суммам векторов токов по (1-21). Многоугольник магнитных напряжений этой обмотки будет иметь как стороны, параллельные векторам (1-22), так и стороны, параллельные векторам (1-22'). Поскольку угол $60° - \gamma > 0$, многоугольник магнитных напряжений будет иметь вид двенадцатиугольника. При $60° - \gamma = 0$ многоугольник вырождается

в шестиугольник с укороченными сторонами. Многоугольник магнитных напряжений по рис. 1-17 приближается к окружности и, вследствие этого, в обмотке сильно подавлены высшие гармоники.

Поскольку они вообще существуют, они являются нечетными, так как многоугольник симметричен относительно центра O. Амплитуда магнитного напряжения следует и здесь из известного нам выражения:

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} m N_f \kappa i$$

и после подставки:

$$m = 6, \quad N_f = \frac{'N}{12ap}, \quad \kappa = \frac{3}{\pi}\cos\frac{\gamma}{2}, \quad i = I$$

выведем значение амплитуды магнитного напряжения первой гармоники для одной пары полюсов

$$F_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{ap} \cos\frac{\gamma}{2} I \tag{1-23}$$

и для всей машины:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{a} \cos\frac{\gamma}{2} I. \tag{1-23'}$$

γ) Шестифазная обмотка с полным шагом и с неравномерно распределенными щетками

Существенно более сложной проблемой является шестифазная обмотка с полным шагом, у которой три комплекта щеток неподвижны, а три переставные (см. рис. 1-18). При рассмотрении распределения объемов токов в якоре и при исследовании магнитного напряжения разделим нашу задачу на два этапа. В первом этапе рассмотрим случай, когда подвижная щетка k_1' сдвинута относительно щетки k_1 на угол $\pi - \alpha \geq \frac{2}{3}\pi$. Аналогично это относится и к остальным щеткам $k_2 - k_2'$, $k_3 - k_3'$. Если линейные токи I_x, I_y, I_z, подведенные щетками, симметричны, то в результате расчета можно убедиться, что разделение фазных токов будет отвечать рис. 1-18. При подробном рассмотрении оказывается, что, например, ток I_x разделяется в якоре обратно пропорционально импедансам соответствующих ветвей. Левая ветвь фазы X имеет центральный угол якоря $(\pi + \alpha)$, тогда как правая — угол $(\pi - \alpha)$. Из этого следует, что в якоре в положительном направлении, т. е. против вращения часовых стрелок, будет проходить ток

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha)$$

и в отрицательном направлении ток

$$-\frac{I_x}{2\pi}(\pi + \alpha).$$

Аналогичное разделение тока имеет место и у остальных фаз при сохранении условия, что

$$I_x + I_y + I_z = 0. \tag{1-24}$$

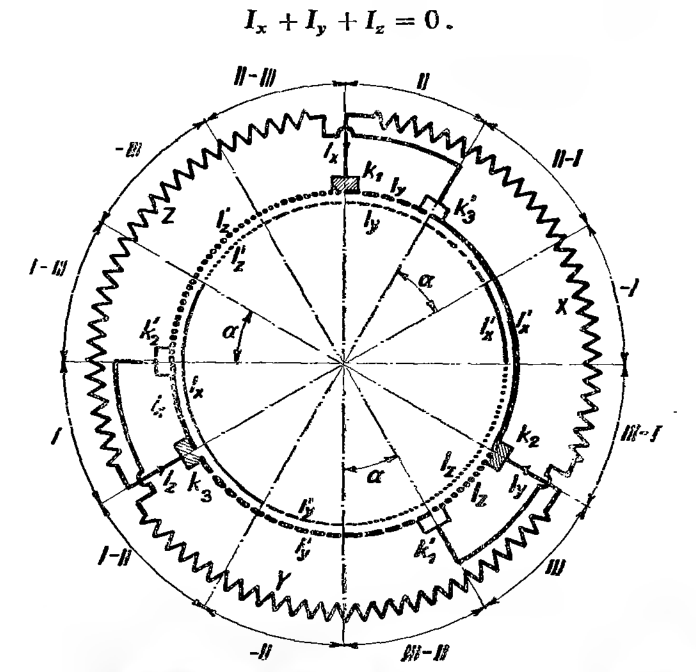


Рис. 1-18. Распределение магнитных напряжений в шестифазном якоре с двухслойной обмоткой с полным шагом и с неравномерно распределенными щетками с шагом, превышающим $2\pi/3$.

Вследствие этого в верхнем слое, в участке обмотки между щетками $k_1 - k_3'$, получим ток:

$$-\frac{I_x}{2\pi}(\pi + \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) - \frac{I_z}{2\pi}(\pi + \alpha) = I_y. \tag{1-25}$$

Между щетками $k_3' - k_2$ — ток:

$$-\frac{I_x}{2\pi}(\pi + \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = -I_x = I_x'. \tag{1-26}$$

И аналогично найдем, что между щетками $k_2 - k_1'$ проходит ток

$$-\frac{I_x}{2\pi}(\pi + \alpha) - \frac{I_y}{2\pi}(\pi + \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = I_z. \tag{1-27}$$

Далее, между щетками $k_1' - k_3$ найдем:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) - \frac{I_y}{2\pi}(\pi + \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = -I_y = I_y'. \qquad (1\text{-}28)$$

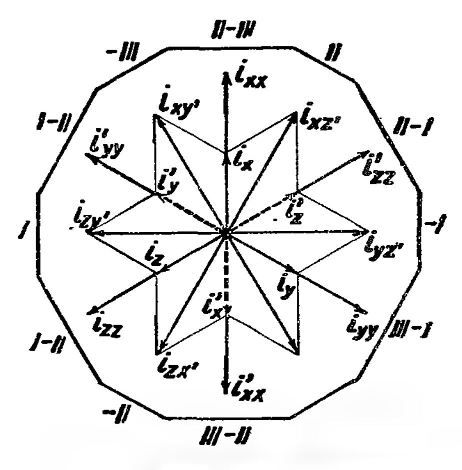


Рис. 1-19. Многоугольник магнитных напряжений шестифазной двухслойной обмотки с полным шагом и с неравномерно распределенными щетками с шагом, превышающим $2\pi/3$.

Аналогично найдем, что между щетками $k_3 - k_2'$, проходит ток:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) - \frac{I_y}{2\pi}(\pi + \alpha) - \frac{I_z}{2\pi}(\pi + \alpha) = I_x. \qquad (1\text{-}29)$$

И наконец, между щетками $k_2' - k_1$ получим:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) - \frac{I_z}{2\pi}(\pi + \alpha) = -I_z = I_z'. \qquad (1\text{-}30)$$

На рис. 1-19 показан соответствующий многоугольник магнитных напряжений.

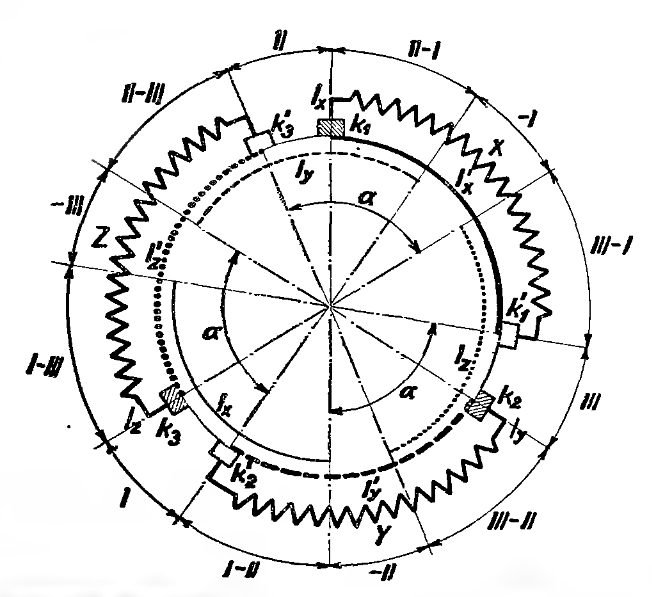


Рис. 1-20. Распределение магнитных напряжений в шестифазном якоре с двухслойной обмоткой с полным шагом и с щеточным шагом, меньшим $2\pi/3$.

При угле α, отвечающем выражению $(\pi - \alpha) \leq 2\pi/3$, начинается второй этап разделения токов в якоре (см. рис. 1-20). При рассмотрении распределения объемов токов будем руководствоваться теми же соображениями, как и в предыдущем случае. Если ток I_x подводится через щетки k_1 и отводится через щетки k'_1, то его разделение в якоре обратно пропорционально параллельно включенным импеданцам соответствующих ветвей. Тогда ток $I/2\pi \,.\, (\pi - \alpha)$ будет проходить в положительном направлении и ток $I/2\pi \,.\, (\pi + \alpha)$ — в отрицательном. Аналогичное разделение тока будет и в остальных фазах. Например, между щетками $k_1 - k'_1$ образуется в верхнем слое результирующий ток:

$$-\frac{I_x}{2\pi}(\pi + \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = -I_x = I'_x. \qquad (1\text{-}31)$$

Ток между щетками $k'_1 - k_2$ исчезнет:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = 0. \qquad (1\text{-}32)$$

Ток между щетками $k_2 - k'_2$, будет:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) - \frac{I_y}{2\pi}(\pi + \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = -I_y = I'_y. \qquad (1\text{-}33)$$

Аналогично найдем, что ток между щетками $k'_2 - k_3$ будет равен нулю:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = 0. \qquad (1\text{-}34)$$

Между щетками $k_3 - k'_3$ получается:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) - \frac{I_z}{2\pi}(\pi + \alpha) = -I_z = I'_z. \qquad (1\text{-}35)$$

И наконец, ток между щетками $k'_3 - k_1$ исчезает:

$$\frac{I_x}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_y}{2\pi}(\pi - \alpha) + \frac{I_z}{2\pi}(\pi - \alpha) = 0. \qquad (1\text{-}36)$$

Как видно, участки обмотки между щетками $k'_1 - k_2$, $k'_2 - k_3$ и $k'_3 - k_1$ остаются в верхнем слое без тока. Фазы в нижнем слое обмотки загружены аналогично диаметрально противоположно расположенным полюсно-фазным группам. Соответствующая диаграмма Гёргеса показана на рис. 1-21.

После нахождения распределения токов по окружности якоря, можно приступить к вычислению магнитных напряжений. В первом этапе, когда угол $(\pi - \alpha) \geq \frac{2}{3}\pi$ (рис. 1-18), вычисление магнитного напряжения производится следующим образом:

Из рис. 1-18 видно, что как в верхнем, так и в нижнем слоях существуют полюсно-фазные группы, шириной $(\pi/3 - \alpha)$ и $(\pi/3 + \alpha)$. Число витков на пару полюсов в полюсно-фазных группах, шириной $(\pi/3 - \alpha)$, будет

$$N_{f_1} = \frac{'N}{2ap}\left[\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) : 2\pi\right] \qquad (1\text{-}37)$$

и для полюсно-фазных групп, шириной $(\pi/3 + \alpha)$, будет:

$$N_{f_2} = \frac{'N}{2ap}\left[\left(\frac{\pi}{3} + \pi\right) : 2\pi\right] \qquad (1\text{-}37')$$

обмоточный коэффициент распределения в первом случае будет:

$$\kappa_1 = \sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right) : \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{2}\right) \qquad (1\text{-}38)$$

и во втором

$$\kappa_2 = \sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right) : \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right). \qquad (1\text{-}38')$$

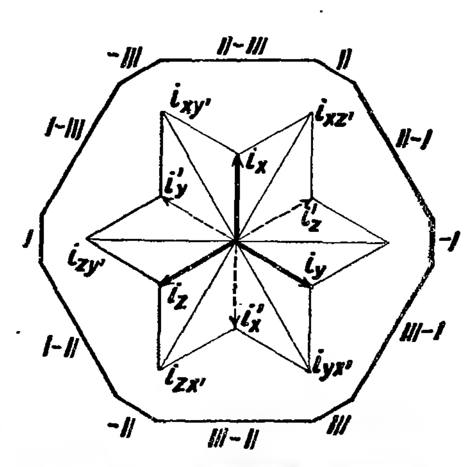


Рис. 1-21. Многоугольник магнитных напряжений шестифазной двухслойной обмотки с полным шагом и с щеточным шагом, меньшим $2\pi/3$.

Магнитное напряжение следует из выражения:

$$F = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} m N_f \kappa i\,,$$

и если взять полюсно-фазные группы шириной равной $(\pi/3 - \alpha)$ и соответствующие фазные токи равные линейным, то после подстановки выражений (1-37) и (1-38) получим:

$$F_{1\max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2}\, 3\, \frac{'N}{ap} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right) I\,. \qquad (1\text{-}39)$$

Аналогично, полюсно-фазные группы, шириной $(\pi/3 + \alpha)$, вызывают магнитное напряжение с амплитудой:

$$F_{2\max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2}\, 3\, \frac{'N}{ap} \sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right) I\,. \qquad (1\text{-}40)$$

Из рис. 1-18 видно, что полюсно-фазные группы, шириной $(\pi/3 - \alpha)$ и $(\pi/3 + \alpha)$, являются коаксиальными и поэтому магнитные напряжения (1-39) и (1-40) алгебраически складываются. Тогда результирующая амплитуда магнитного напряжения на пару полюсов дается их суммой:

$$F_{\max} = F_{1\max} + F_{2\max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2}\, 3\, \frac{'N}{ap} I \left[\sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right) + \sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right)\right]$$

и после преобразования

$$F_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{ap} I \cos\frac{\alpha}{2}. \qquad (1\text{-}41)$$

Для всей машины выражение (1-41) умножим на число пар полюсов p, из чего следует

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi} 3 \frac{'N}{a} I \cos\frac{\alpha}{2}. \qquad (1\text{-}42)$$

Во втором этапе, когда угол $(\pi - \alpha) \leqq \frac{2}{3}\pi$, магнитное напряжение выводится аналогично. Здесь полюсно-фазные группы имеют ширину $(\pi - \alpha)$ и, таким образом, в каждой полюсно-фазной группе будет:

$$N_f = \frac{'N}{a} \frac{\pi - \alpha}{4\pi} \text{ витков},$$

соответствующий обмоточный коэффициент распределения будет:

$$\kappa = \sin\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right) : \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}\right) = \frac{2\cos 0{,}5\alpha}{\pi - \alpha}, \qquad (1\text{-}43)$$

число фаз $m = 3$ и фазный ток $i = I$. Воспользуемся известным выражением для магнитного напряжения и после подстановки получим амплитуду на пару полюсов

$$F_{max} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} 3 \frac{'N}{ap} \frac{\pi - \alpha}{4\pi} \frac{2\cos 0{,}5\alpha}{\pi - \alpha} I$$

и после преобразования

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{ap} I \cos\frac{\alpha}{2}. \qquad (1\text{-}44)$$

Умножим выражение (1-44) на число пар полюсов и получим соответствующую амплитуду для всей машины:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{a} I \cos\frac{\alpha}{2}. \qquad (1\text{-}44')$$

При сравнении результатов (1-41) и (1-44), а также (1-42′) и (1-44′) видно, что они идентичны.

9) Шестифазная обмотка с укороченным шагом и с неравномерно распределенными щетками

И наконец, рассмотрим случай, когда шестифазная обмотка имеет укороченный шаг и несимметрично распределенные щетки; причем отклонение щеток от

диаметрально противоположного направления отвечает условию $(\pi - \alpha) \geqq \geqq 2\pi/3$. Укорочение шага дано углом γ. Разделение объемов тока по окружности якоря в верхнем слое аналогично с рис. 1-18 и удовлетворяет уравнениям (1-25)÷(1-30). Однако, разделение токов в нижнем слое, учитывая диаметрально противоположное распределение щеток, смещено на угол γ. Объемы токов

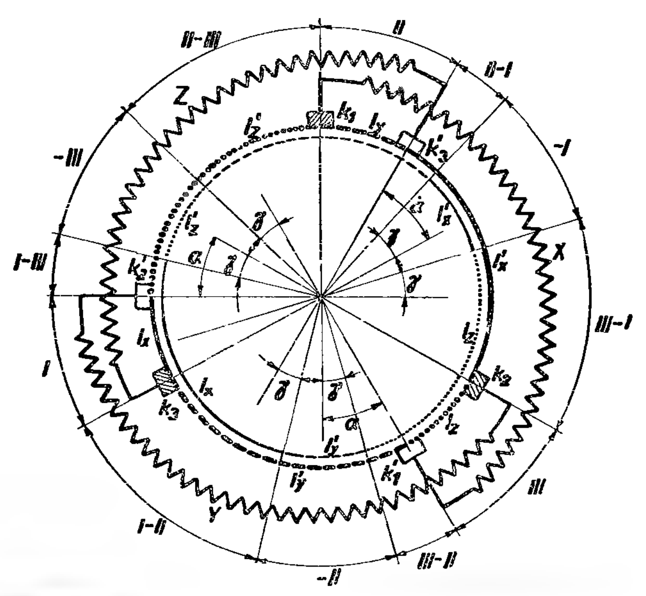


Рис. 1-22. Распределение магнитных напряжений в якоре с шестифазной двухслойной обмоткой с укороченным шагом и с неравномерно распределенными щетками.

верхнего и нижнего слоев создают и здесь 12 участков, обозначенных на рис. 1-22 римскими цифрами. Причем номера *I*, *II*, *III* отвечают фазам X, Y, Z и номера $-I$, $-II$, $-III$ — фазам X', Y', Z'. В этом случае многоугольник магнитных напряжений подобен многоугольнику на рис. 1-19.

Если угол α удовлетворяет условию $(\pi - \alpha) \leqq 2\pi/3$, то распределение токов по окружности якоря будет отвечать рис. 1-23. Это распределение аналогично распределению на рис. 1-20, только с той разницей, что полюсно-фазные группы нижнего слоя также смещены на угол γ. Магнитное напряжение найдем аналогично, как и в предыдущем случае. Но так как шаг обмотки укорочен на угол γ, то в соответствии с этим изменится и обмоточный коэффициент. Из рис. 1-22 видно, что для $(\pi - \alpha) \geqq 2\pi/3$ в верхнем слое образуются полюсно-фазные группы шириной

$$\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \quad \text{или} \quad \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right).$$

Число витков на пару полюсов в каждой из них отвечает

$$N_{f_1} = \frac{'N}{2ap}\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) : 2\pi\,, \tag{1-45}$$

или

$$N_{f_2} = \frac{'N}{2ap}\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) : 2\pi \tag{1-46}$$

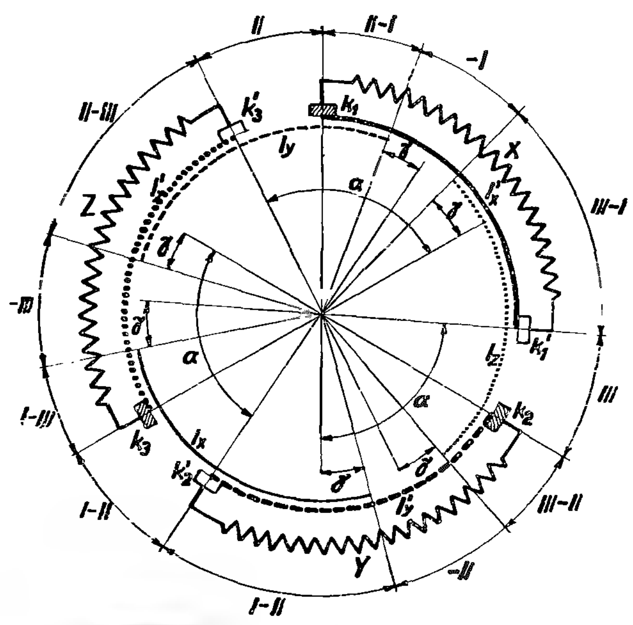


Рис. 1-23. Распределение магнитных напряжений в якоре с шестифазной двухслойной обмоткой с укороченным шагом и с щеточным шагом, меньшим $2\pi/3$.

и соответствующие обмоточные коэффициенты будут

$$\kappa_1 = \left[\sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right) : \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right)\right]\cos\frac{\gamma}{2}\,, \tag{1-47}$$

или же

$$\kappa_2 = \left[\sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right) : \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right)\right]\cos\frac{\gamma}{2}\,. \tag{1-48}$$

Воспользуемся и здесь известным выражением для магнитного напряжения. Подставим в него значения для полюсно-фазных групп, шириной $(\pi/3 - \alpha)$, из выражений (1-45)÷(1-48) и вычислим амплитуду на пару полюсов:

$$F_{1\max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2}\, 3\,\frac{'N}{ap}\sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right)\cos\frac{\gamma}{2}\, I \tag{1-49}$$

и аналогично, для полюсно-фазных групп, шириной $(\pi/3 + \alpha)$, будет:

$$F_{2max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{ap} \sin\left(\frac{\pi}{6} + \frac{\alpha}{2}\right) \cos\frac{\gamma}{2} I. \tag{1-50}$$

Результирующее магнитное напряжение на пару полюсов дается алгебраической суммой:

$$F_{max} = F_{1max} + F_{2max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{ap} \cos\frac{\alpha}{2} \cos\frac{\gamma}{2} I. \tag{1-51}$$

Тогда для всей машины получится:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{a} \cos\frac{\alpha}{2} \cos\frac{\gamma}{2} I. \tag{1-51'}$$

Аналогично, для $(\pi - \alpha) \leqq \frac{2}{3}$ на пару полюсов получим:

$$F_{max} = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{ap} \cos\frac{\alpha}{2} \cos\frac{\gamma}{2} I \tag{1-52}$$

и для всей машины:

$$F = \frac{\sqrt{2}}{\pi^2} 3 \frac{'N}{a} \cos\frac{\alpha}{2} \cos\frac{\gamma}{2} I. \tag{1-52'}$$

Результаты (1-51′) и (1-52′) и здесь идентичны. Многоугольники магнитных напряжений будут подобны многоугольникам на рис. 1-19 и 1-21.

2. ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОБМОТОК ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ КОММУТАЦИИ

Прежде, чем приступить к совокупному рассмотрению отдельных обмоток коллекторных машин переменного тока, приведем общий обзор различных методов, служащих для улучшения коммутации, несмотря на то, что некоторые из них потеряли свое значение.

Ранее у коллекторных машин переменного тока применялась обмотка постоянного тока нормального выполнения. Однако, вскоре оказалось, что такие обмотки уже не соответствуют своему назначению и с течением времени были надлежащим образом приспособлены к требованиям, предъявляемым к машинам переменного тока.

В настоящее время нормальные обмотки постоянного тока применяются для переменного тока главным образом только для малых двигателей, где коммутация не представляет больших затруднений. В зависимости от различных

обстоятельств, такая обмотка может быть последовательной, параллельно-последовательной, параллельной и множественной параллельной обмоткой или уравнительной. У машин больших мощностей, особенно у однофазных тяговых двигателей, такая обмотка применяется особенно там, где машина снабжена коммутационными полюсами, которые требуют, чтобы обмотка, по мере возможности, имела полный шаг.

а) ОБМОТКИ С КОММУТАЦИЕЙ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

У однофазных тяговых двигателей переменного тока в секциях якоря, соединенных щетками накоротко, создаются в состоянии покоя значительные трансформированные токи, индуктируемые главным магнитным потоком. Эти токи очень опасны для машин, особенно для щеток, так как места их соприкосновения с пластинами коллектора, в силу чередования пластин при вращении, недостаточно охлаждаются, и кроме того, находятся под угрозой и места спайки обмотки. Для предотвращения таких токов, между обмоткой и пластинами

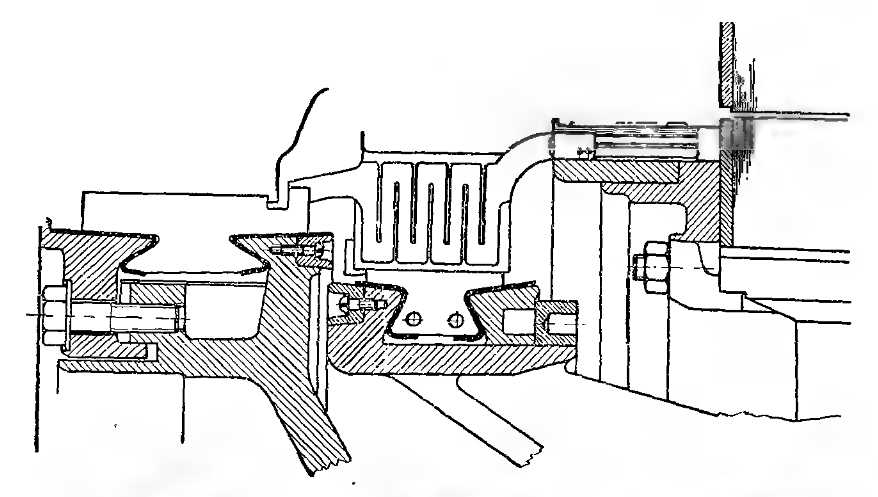


Рис. 2-1. Выполнение коммутационных соединений из элементов сопротивления (ББК).

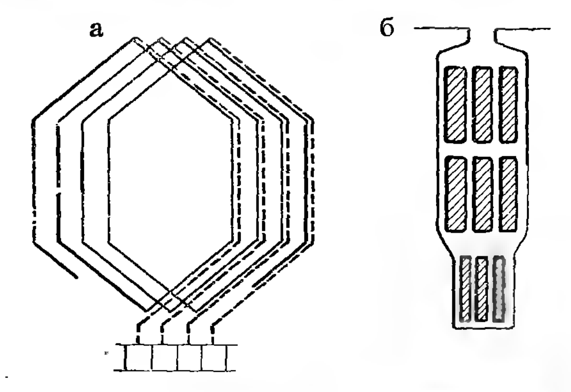


Рис. 2-2. Выполнение коммутационных соединений из элементов сопротивления (Вестингауз Электрик К°).

коллектора вставляются различно выполненные добавочные сопротивления из материала с относительно большим удельным сопротивлением, которые ограничивают токи короткого замыкания в соединенных накоротко секциях.

На рис. 2-1 показано более старое выполнение таких элементов сопротивления фирмы Браун-Бовери в Бадене.[10]

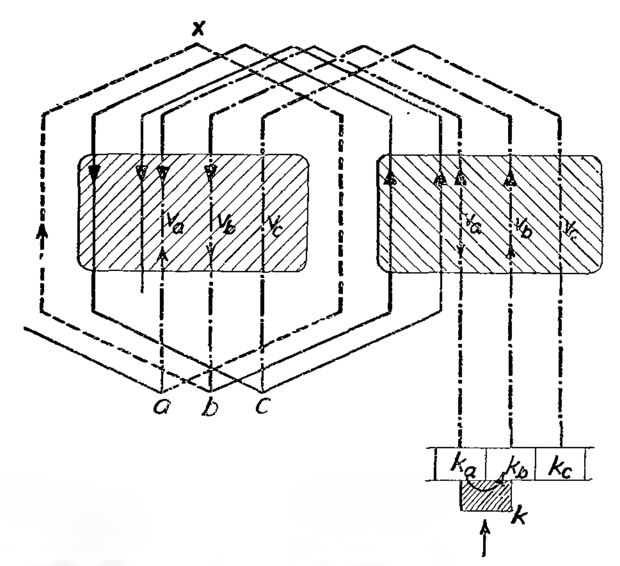


Рис. 2-3. Соединения из элементов сопротивлений по Рихтеру (Сименс-Шукерт).

Выполнение соединений из элементов сопротивления фирмы Вестингауз[105] показано на рис. 2-2. На рис. 2-2а показана схема включения таких элементов сопротивления и на рис. 2-2б — укладка их на дне паза.

Рихтер предложил выполнение соединений из сопротивлений в виде добавочной обмотки, создающей дополнительный момент вращения. Этот способ применяется фирмой Сименс-Шукерт. Принцип такой двухполюсной обмотки[10] показан на схеме рис. 2-3. В то время, когда секция основной обмотки $a - x - b$ находится в коммутации, концы ее, при помощи соединений из элементов сопротивления, присоединены к пластинам коллектора k_a и k_b. Так как эти сопротивления лежат в общем магнитном поле, то под его влиянием возникает в них момент вращения. Щетка k, через которую подводится ток к якорю, расположена на пластинах k_a и k_b. Тогда ток разделяется между сопротивлениями в направлении жирно обозначенных стрелок и подводится к концам коммутируемой секции a, b. Кроме того, между пластинами образуется уравнительный ток, проходящий от точки a к точке b через соединения с большим удельным сопротивлением, как обозначено нормальными стрелками. Другой вариант показан на рис. 2-4. Здесь основная четырехполюсная волновая обмотка обозначена нормальными линиями, в то время как добавочная обмотка

обозначена жирно. Элементы этой обмотки показаны на рис. 2-5. Добавочная петлевая обмотка выполнена с укороченным шагом и состоит из большого числа витков из тонкой проволоки. Добавочная обмотка размещена в верхней части пазов над основной обмоткой.

Рис. 2-4. Основная волновая обмотка с добавочной петлевой обмоткой большого удельного сопротивления.

Соединения большого сопротивления применяются также и для многофазных коллекторных двигателей переменного тока и выполняются из материала, обладающего относительно большим удельным сопротивлением, например из нового серебра, цекаса, нихрома и т. д., удельное сопротивление которых существенно превышает сопротивление меди. При помощи таких сопротивлений можно справиться с коммутацией и в таких случаях, когда трансформаторное напряжение в коммутируемых секциях достигает 2,5 в и выше.

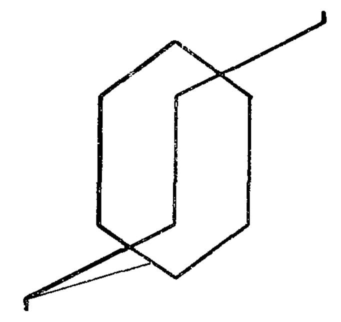


Рис. 2-5. Элемент основной волновой обмотки с добавочной петлевой обмоткой большого удельного сопротивления.

Недостатком таких сопротивлений является повышение сопротивления якоря и значительное увеличение добавочных потерь.

Для правильного функционирования элементов сопротивления необходимо, чтобы они обладали соответствующим сопротивлением. Кроме того необходимо учитывать, что в них возникают довольно большие потери, которые могут

вызвать недопустимый нагрев обмотки. Поэтому рекомендуется контролировать их нагрев и учитывать тепловое расширение. Если в этих сопротивлениях пренебречь потерями от токов короткого замыкания трансформаторного напряжения, то потери в них можно вычислить примерно следующим образом:

Если ширина щеток b_k см и коллекторное деление β, то щетка перекрывает (b_k/β) пластин. Если обозначить подводимый или отводимый через комплект щеток ток сети через I_s, то в течении коммутации через одно соединение из активного сопротивления проходит ток

$$i_s = \frac{\beta}{b_k} I_s .$$

Предположим, что сопротивление одного соединения будет r_s и период коммутации отвечает

$$T = \frac{b_k}{v},$$

где $v = \pi d_k n/60$ является скоростью на поверхности коллектора. Тогда потери в одном соединении в течение коммутации будут:

$$P'_z = \int_0^T r_s i_s^2 \, dt = r_s i_s^2 T = r_s i_s^2 \frac{b_k}{v} \quad [\text{дж}],$$

т. е.

$$P'_z = r_s i_s^2 \frac{60 b_k}{\pi d_k n} [\text{дж}] . \tag{2-1}$$

Средняя потеря мощности в коммутационном соединении дается выражением:

$$P_z = \frac{P_z}{T_0}, \tag{2-2}$$

где T_0 — время, отвечающее повороту пластины от одного комплекта щеток к другому. Оно равняется:

$$T_0 = \frac{60 \tau_s}{\pi d_k n} \quad [\text{сек}],$$

где щеточное деление отвечает:

$$\tau_s = \frac{\pi d_k}{pm} \quad [\text{см}],$$

из чего следует

$$T_0 = \frac{60}{pmn} \quad [\text{сек}] . \tag{2-3}$$

Здесь p — число пар полюсов и m — число комплектов щеток на пару полюсов. Тогда из уравнений (2-1) и (2-2) следует, что потеря мощности в одном соединении из элемента сопротивления дается выражением:

$$P_z = \frac{b_k p m}{\pi d_k} r_s i_s^2 \quad [\text{вт}] \tag{2-4}$$

Подставим вместо тока i_s соответствующее значение, выраженное через I_s, и получим:

$$P_z = \frac{\beta^2 p m}{b_k \pi d_k} r_s I_s^2 \quad [\text{вт}]\,. \tag{2-4'}$$

Соединенения из сопротивлений расчитываются с учетом таких потерь. Их температура не должна превышать 100°С, так как с понижением скорости вращения двигателя охлаждение его существенно ухудшается. Для предотвращения расплавления соединений необходимо пайку осуществлять твердым припоем. Поэтому соединения должны быть интенсивно охлаждаемы.

Тогда общие потери в соединениях из сопротивлений будут:

$$P_{z_c} = \frac{(pm)^2}{K} r_s I_s^2 \quad [\text{вт}]\,, \tag{2-5}$$

где K — число пластин на коллекторе.

Заметим, что в последнее время, для ограничения добавочных токов под щетками, вызванных коммутирующей трансформаторной составляющей напряжения, применяется увеличенный реактанц рассеяния в якоре.

б) ОБМОТКИ С ВСТАВЛЕННЫМИ ПЛАСТИНАМИ НА КОЛЛЕКТОРЕ

Надежная коммутация у коллекторных двигателей переменного тока требует, чтобы напряжение между пластинами было по возможности мало. Одним из средств для понижения напряжения между пластинами служит увеличение числа пластин на коллекторе. Такой способ применил Томсон, о чем уже упоминалось при обмотках постоянного тока в параграфе 21 (глава I). Принцип его показан на рис. 2-6. С целью понижения напряжения между пластинами на половину, у петлевой обмотки между основными пластинами коллектора номер *1*, *3*, *5* были вставлены добавочные пластины номер *2*, *4*, *6*, ..., которые соединялись с средними точками лобовых соединений на задней стороне якоря при помощи соединений второго рода. Вставленные пластины с соединениями проявляются активно только в то время, когда они находятся под щетками. Такое преобразование способствует значительному ослаблению влияния трансформаторной составляющей коммутирующего напряжения. Недостатком таких соединений является их значительная индуктивность и трудность выполнения.

Индуктивность таких соединений подавил Поль, поместив соединения, отвечающие одной паре полюсов, в один общий паз, как показано на рис. 2-7. Магнитнодвижущие силы соединений при таком расположении взаимно уничтожаются и, вследствие этого, реактивное напряжение в них не возбуждается.

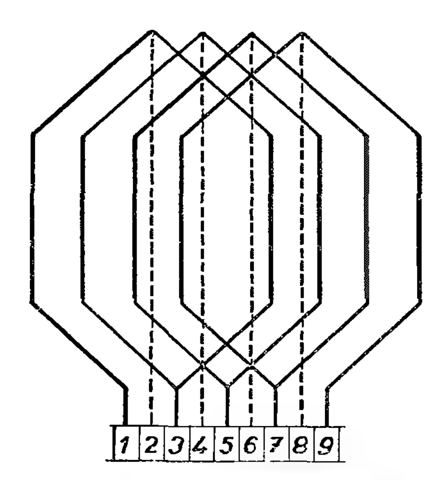


Рис. 2-6. Обмотка с вставленными пластинами по способу Томсона (Пунги).

Грабнер предложил иной способ. У коллекторного двигателя переменного тока с последовательным возбуждением на 300 квт, 50 периодов, предназначенного для локомотива с мотор-генератором, и снабженного петлевой обмоткой, он применил восемь полюсов вместо шестнадцати и первоначальную последовательность основных полюсов $S - J - S - J$... заменил последовательностью $S - S - J - - J$.... Причем половина добавочных полюсов была выпущена. При таком выполнении между парами одноименных полюсов $S - S$ и $J - J$ образовались свободные каналы, которые способствовали улучшению охлаждения двигателя. Таким образом приспособленный двигатель был снабжен восьмиполюсной петлевой обмоткой с тем же числом проводников, как и у первоначального двигателя; вследствие чего между щетками образовалось удвоенное напряжение. В свободных местах между одноименными полюсами были размещены коллекторные соединения вставленных пластин. В нашем случае они могли быть расположены у выхода из пазов по окружности якоря. Несмотря на то, что якорь после такого приспособления имел удвоенное напряжение, между смежными пластинами индуктировалось такое же напряжение, как и у первоначального шестнадцатиполюсного двигателя.

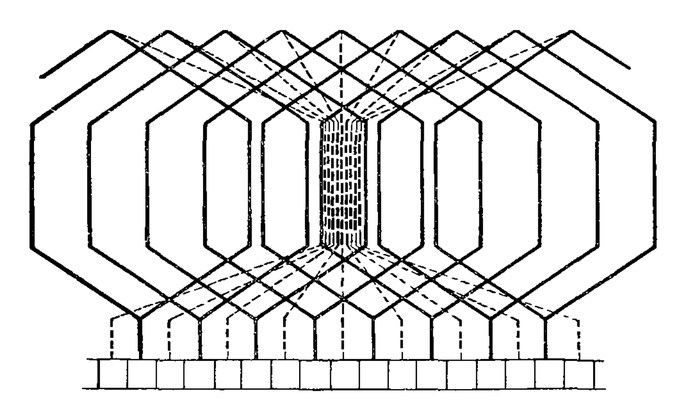


Рис. 2-7. Обмотка с вставленными пластинами по способу Поля.

Некоторые фирмы применяли коллекторные соединения вставленных пластин из элементов сопротивления и вкладывали их на дно пазов под главной обмоткой. Это вызывало нежелательный добавочный нагрев в пазах. Фирма Сименс-Шукерт вкладывала добавочные сопротивления таких соединений в лобовые части обмотки, а присоединения к вставленным пластинам выполняла тонкой медной проволокой, помещенной у выходов из пазов.

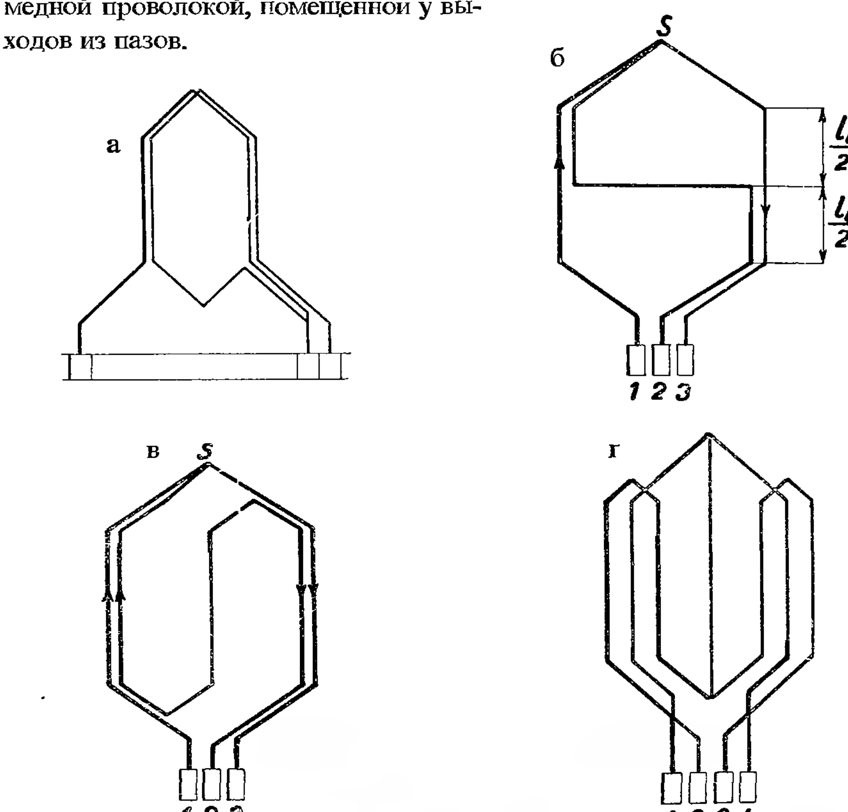


Рис. 2-8а, б, в, г. Различные выполнения обмотки с вставленными пластинами.

Было также предложено такое выполнение соединений для вставленных в коллектор пластин, при котором пластины при коммутации располагались в слабо возбуждаемых областях статорной обмотки, т. е. в местах, где лежат пазы возбуждающих и компенсирующих обмоток.

При ином выполнении, соединения между лобовыми частями и вставленными пластинами проходили частично по окружности якоря, причем они были составлены из нескольких проводников, смещенных друг относительно друга на полюсное деление. Соединения вставленных пластин могут быть также составлены из минимально трех проводников, различно расположенных по фазе. Вследствие этого такие соединения будут иметь большее сопротивление,

и ранее применяемые области с магнитной непроницаемостью исчезнут. Пример такой обмотки показан на рис. 2-8а; здесь показана часть волновой обмотки, где, после обхода одного витка, вставлена добавочная пластина. Еще одно выполнение показано на рис. 2-8*b*[13], где соединение между серединой *s* задней лобовой части и пластиной *2* состоит из двух половин, из которых одна лежит в пазу передней стороны секции, а другая в пазу задней стороны. Индуктированная электродвижущая сила, вследствие такого распределения, в соединении уничтожается. На рис. 2-8в и 2-8г показаны еще дальнейшие выполнения таких соединений.

в) МНОГОКРАТНЫЕ МНОЖЕСТВЕННЫЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫЕ ОБМОТКИ

Как уже было сказано, преобразования обмоток, путем вставки добавочных пластин, часто причиняют различные затруднения. Многократные множественные параллельные обмотки очень часто бывают в этом отношении выгоднее и в последнее время все более и более применяются.

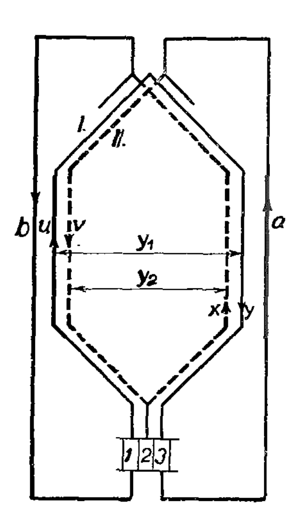


Рис. 2-9. Двойственная множественная параллельная обмотка с повернутыми многоугольниками напряжений системы Пунги.

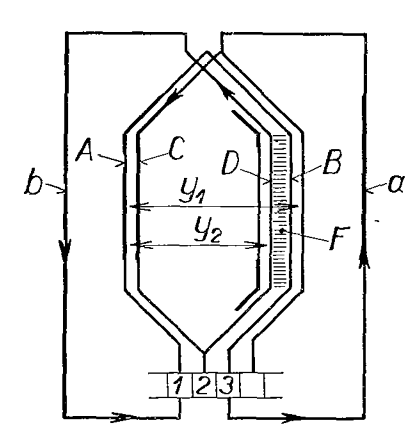


Рис. 2-10. Принцип двойственной множественной параллельной обмотки для двигателей системы Шраге (Джен. Электрик К°).

Одним из более старых выполнений является обмотка Пунги с 1907-го года (рис. 2-9). Он применил двойственную множественную параллельную обмотку с повернутыми многоугольниками напряжения, которая образуется в том случае, когда шаг по коллектору y_k и число пластин на коллекторе[4] — K имеют общий делитель — два. О деталях такой обмотке будет сказано ниже.

Иное выполнение многократной множественной параллельной обмотки предложила фирма Джен. Электрик К°, которое применяет для двигателей системы

Шраге (рис. 2-10). Основной обмоткой здесь служит вырожденная двойственная множественная параллельная обмотка[8], у которой уравнительные соединения III-го рода между соответствующими контурами выполнены так, чтобы между ними образовались слабые уравнительные токи и, таким образом, обмотка получила характер неуравновешенной демпфированной обмотки. Такая обмотка, по сведениям фирмы Джен. Электрик К°, выгоднее, чем обмотки по системе Пунга. Кроме указанных обмоток, для якорей коллекторных двигателей переменного тока после преобразования можно применять и иные многократные множественные параллельные обмотки. Однако, такие обмотки обладают относительно слабым демпфирующим характером.

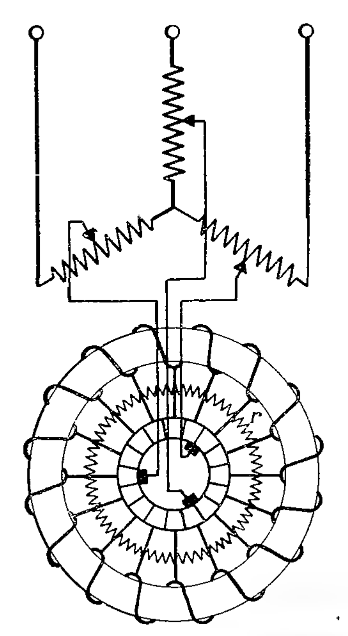


Рис. 2-11. Схема двигателя Гейланда.

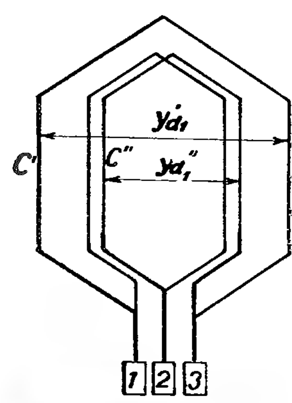


Рис. 2-12. Принцип демпфированной обмотки, составленной из двух петлевых обмоток с добавочными пластинами.

г) ДЕМПФИРОВАННЫЕ ОБМОТКИ

Демпфированные обмотки создают для коммутации существенно более благоприятные условия, чем многократные множественные параллельные. Такие обмотки, по существу, являются и здесь множественными параллельными обмотками, однако выполнены так, что шаг у одной составляющей обмотки сильно укорочен и, одновременно, число витков увеличено таким образом, чтобы напряжения в обеих параллельно работающих обмотках были уравновешены. При таком выполнении в параллельно работающих секциях образуются различные индуктивности, которые при коммутации проявляют себя таким образом, что реактивные напряжения окажутся существенно различными. Вследствие этого, между параллельно включенными секциями образуются

уравнительные токи и высвобожденная ими магнитная энергия полей рассеяния преобразуется в тепловую энергию. Эта идея довольно стара и еще в 1901-ом году Гейланд[1] применил ее для своего компенсированного двигателя (рис. 2-11). Для улучшения коммутации такого двигателя он подключил параллельно к коллектору между коллекторными соединениями замкнутое сопротивление r. Значительная часть электромагнитной энергии рассеяния при коммутации израсходовалась в этом сопротивлении, вследствие чего коммутация существенно улучшилась. Такое выполнение, однако, имело тот недостаток, что в сопротивлении r создавались значительные добавочные потери, понижавшие к. п. д. машины. В настоящее время вместо сопротивления r применяются демпфированные обмотки с укороченным шагом[12]. На рис. 2-12 показана обмотка, составленная из двух петлевых обмоток, из которых главная создается секциями C' с полным шагом $y'_{d_1} = Q$ пазов, в то время как демпфирующая обмотка состоит из секций C'' с укороченным шагом до одной трети полюсного деления, т. е. $y''_{d_1} = Q/3$ пазов. Главная обмотка имеет коэффициент шага $\kappa'_k = 1$, тогда как демпфирующая — $\kappa''_k = \sin(y_{d_2}/Q \,.\, 90°) = \sin 30° = \frac{1}{2}$. Из этого следует, что демпфирующая обмотка будет иметь, по сравнению с главной, удвоенное число витков. Кроме того, между главными пластинами, обозначенными на рис. 2-12 нечетными номерами *1, 3, ...*, можно вставить еще дальнейшие пластины с четными номерами *2, 4, ...*, которые присоединятся к серединам секции C''. Заметим, что демпфированные обмотки можно выполнять различным способом, как при помощи петлевых, так и волновых обмоток. О подробностях будет сказано ниже.

д) ОБМОТКИ КОЛЛЕКТОРНЫХ МАШИН ПО ПРИНЦИПУ БЕЛИЧЬЕГО КОЛЕСА

Иным средством, служащим для уменьшения реактивного напряжения при коммутации, являются так называемые коллекторные обмотки по принципу беличьего колеса. Они отличаются тем, что имеют укороченный шаг и группы коммутируемых секций распределены, по возможности, по всем пазам, вследствие чего коммутируемые секции имеют существенно меньшую индуктивность, а следовательно, и более низкое реактивное напряжение. Такая обмотка, однако, имеет относительно малое влияние на величину коммутирующей трансформаторной составляющей, которая зависит от укорочения шага обмотки. Название „беличье колесо“ здесь применяется только символически по тем причинам, что объем токов в пазах во время коммутации изменяется во всех пазах аналогично, как и в пазах коротко замкнутых обмоток асинхронных двигателей. В заключение следует заметить, что также и увеличение числа фаз благоприятно отражается на улучшении коммутации.

3. КОММУТАЦИЯ ДЕМПФИРОВАННЫХ ОБМОТОК

В предыдущем параграфе был приведен обзор различных мероприятий по улучшению коммутации. Приступим теперь к подробному рассмотрению условий коммутации в демпфированных обмотках. Как уже было сказано, такие обмотки состоят из двух параллельно работающих обмоток; причем главная отмотка имеет либо полный пазовый шаг, либо несколько укороченный, в то время как демпфирующая обмотка выполняется с шагом весьма укороченным. В результате, такие обмотки обладают различным числом витков и неодинаковыми реактанцами рассеяния. Последние при коммутации способствуют образованию уравнительных токов, преобразующих электромагнитную энергию потоков рассеяния в тепло. Демпфированные обмотки оказывают, следовательно, влияние только на реактивную составляющую коммутирующего напряжения. Они, однако, не оказывают прямого влияния на трансформаторную составляющую, но влияние последней можно ограничить при помощи увеличения числа пластин.

Для совместной работы обеих составляющих обмоток необходимо, тобы в них индуктировались одинаковые напряжения, находящиеся в синфазе. Пусть в главной обмотке индуктируется электродвижущая сила

$$E' = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi N'_f \kappa'_r \kappa'_k f \,.\, 10^{-8}\,. \tag{3-1}$$

Одновременно, в демпфируещей обмотке создается электродвижущая сила

$$E'' = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \Phi N''_f \kappa''_r \kappa''_k f \,.\, 10^{-8}\,. \tag{3-2}$$

Числа витков на фазу отвечают выражениям

$$N'_f = \frac{'N'}{2am'}, \quad N''_f = \frac{'N''}{2am'},$$

где Φ — общий магнитный поток, f — частота, $'N'$ и $'N''$ — количества проводников отдельных обмоток, a — число пар параллельных ветвей, m' — число математических фаз, $\kappa'_r \kappa''_r$ и $\kappa'_k \kappa''_k$ — обмоточные коэффициенты распределения и коэффициенты шагов обеих обмоток. Если предположить, что ширина обеих полюсно—фазных групп одинакова, то обмоточные коэффициенты распределения у обеих обмоток будут также одинаковы, и тогда, из условия равенства напряжений (3-1) и (3-2), получим соотношение для числа проводников:

$$'N' : 'N'' = \kappa''_k : \kappa'_k, \tag{3-3}$$

т. е. числа проводников в обеих составляющих обмотках обратно пропорциональны коэффициентам шагов. Это условие, однако, не всегда можно пол-

ностью соблюсти, а в некоторых случаях это и не желательно по причинам, о которых подробнее будет сказано ниже. Составляющие обмотки с точно одинаковым напряжением называются уравновешенными. При различных напряжениях обмотки называются неуравновешенными.

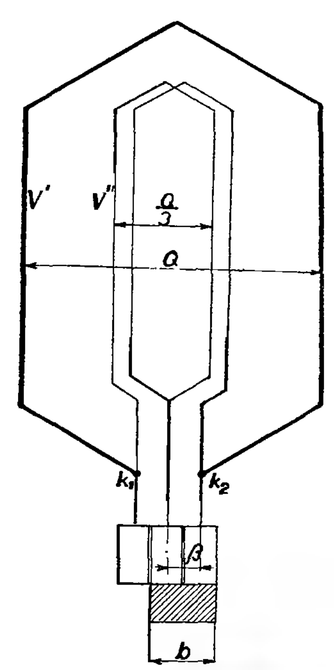


Рис. 3-1. Секции демпфируемой петлевой обмотки с добавочными пластинами.

а) УРАВНОВЕШЕННЫЕ ОБМОТКИ

Математическое решение для процесса коммутации у демпфированных обмоток затруднительно. Для облегчения такого решения необходимо принять некоторые урпощения. Прежде всего рассмотрим явления при прямолинейной коммутации. Так как период коммутации, по сравнению с основной частотой в роторе, весьма незначительный, то можно считать, что величина инцидентных, т. е. мгновенных случайных токов, в течение коммутации не изменяется, однако в отдельных моментах времени она изменяется от отрицательного минимума до положительного максимума, отвечающего амплитуде фазного тока. Для получения практических результатов следует брать вместо подлинных токов их статистические величины, которые даются их эффективными значениями.

Рассматрим демпфированную обмотку, состоящую из двух петлевых обмоток по рис. 3-1. Главная обмотка V' имеет полный шаг по пазам $y'_{d_1} = Q$, отвечающий полюсному делению, в то время как демпфирующая обмотка V'' имеет шаг по пазам укороченный до одной трети полюсного деления $y''_{d_1} = \frac{1}{3}Q$. При уравновешенной обмотке обмотка V'' имеет согласно (3-3) в два раза больше проводников, чем обмотка V', так как отношение коэффициентов шага здесь равняется

$$\kappa'_k : \kappa''_k = 2 : 1 .$$

Обмотка, как предполагалась, здесь уравновешенная, вследствие чего, до тех пор, пока параллельно соединенные секции не вступят в коммутацию, уравнительный ток между составляющими обмотками не образуется. У обмотки по рис. 3-1 период коммутации будет отвечать выражению

$$T = \frac{b_k + \beta}{v}, \tag{3-4}$$

где b_k — ширина щетки, β — коллекторное деление и v — окружная скорость

коллектора. Диаграмма изменения во времени общего коммутационного тока при прямолинейной коммутации показана прямой i_0 на рис. 3-2. Если уравнительный ток i между обеими составляющими обмотками не может образоваться, то можно считать, что и токи i_0' и i_0'' в обеих обмотках коммутируются прямолинейно и отвечают значениям:

$$i_0' = I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right), \quad i_0'' = I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right), \tag{3-5}$$

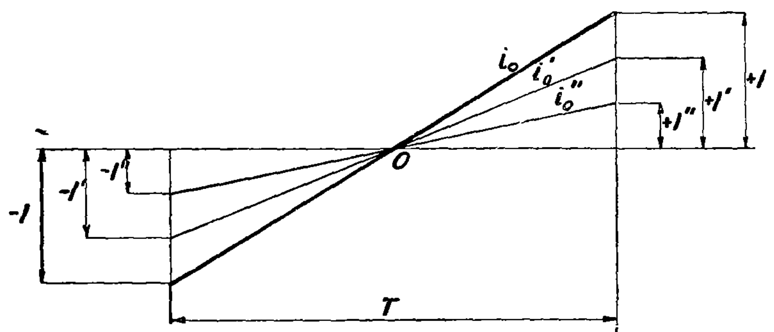


Рис. 3-2. Диаграмма изменения тока при прямолинейной коммутации.

где I' и I'' отвечают начальным и конечным значениям, t обозначает время. Полное изменение общего тока в течение коммутации по рис. 3-2 отвечает значению

$$2I = I_k = 2I_f \sin\frac{\pi}{m},$$

где I_k — ток, подводимый из сети через щетки и I_f — общий фазный ток. Из этого следует

$$I = I_f \sin\frac{\pi}{m}. \tag{3-6}$$

Аналогично, для составляющих обмоток найдем:

$$I' = I_f' \sin\frac{\pi}{m}, \quad I'' = I_f'' \sin\frac{\pi}{m}, \tag{3-7}$$

где I_f' и I_f'' — фазные токи в составляющих обмотках. Эти токи существуют в обмотках до тех пор, пока их секции не вступят в коммутацию. Разделение токов I_f' и I_f'' зависит от импедансов магнитного рассеяния z' и z'' соответствующих обмоток, и у них имеет место соотношение:

$$I_f' : I_f'' = \frac{1}{z'} : \frac{1}{z''}. \tag{3-8}$$

Так как геометрическая сумма токов

$$I'_f + I''_f = I_f\,, \tag{3-9}$$

то из уравнений (3-8) и (3-9) следует:

$$I'_f = I_f \frac{z''}{z' + z''}\,, \quad I''_f = I_f \frac{z'}{z' + z''}\,. \tag{3-10}$$

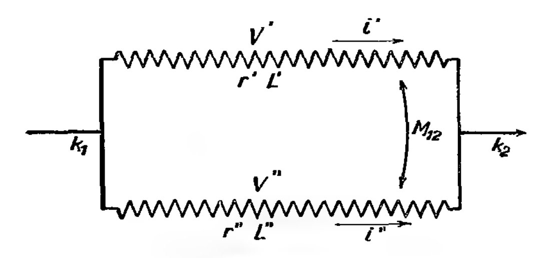


Рис. 3-3. Схема замещения коммутируемой группы демпфированной обмотки.

У машин с параллельным возбуждением, питаемых через статор (напр. Винтер-Эйхберг), частота в якоре равняется частоте скольжения, а реактанцы рассеяния довольно малы; тогда и токи I'_f и I''_f разделятся примерно обратно пропорционально сопротивлениям.

Для вывода общего выражения будем в дальнейшем предполагать, что коммутируемые секции составляющих обмоток лежат в общих пазах и, следовательно, взаимно магнитно сцеплены. В таком случае коммутируемые, параллельно включенные группы V' и V'' (рис. 3-3), можно считать трансформатором, у которого V' является первичной и V'' — вторичной обмоткой. Для такого трансформатора справедливы известные дифференциальные уравнения:

$$u' = r'i' + L'\frac{di'}{dt} + M_{1_2}\frac{di''}{dt}\,, \tag{3-11}$$

$$M_{1_2} = M_{2_1}\,,$$

$$u'' = r''i'' + L''\frac{di''}{dt} + M_{2_1}\frac{di'}{dt}\,.$$

Если же между обмотками V' и V'' по рис. 3-3 магнитное сцепление не существует, то в уравнениях (3-11) взаимная индуктивность $M_{1_2} = 0$. Если, кроме того, и индуктивность $L' = L'' = 0$, то коммутационные токи i'_0 и i''_0 в составляющих обмотках изменяются прямолинейно по уравнениям (3-5). Однако, от влияния взаимной индуктивности и индуктивности между обмоткой V' и V'' при коммутации образуется уравнительный ток i и уравнение (3-5) необходимо изменить следующим образом:

$$i' = I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - i\,, \quad i'' = I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + i\,. \tag{3-12}$$

После подстановки этих значений в уравнения (3-11) получим уравнения:

$$u' = r'I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - r'i + \frac{2}{T}L'I' - L'\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{2}{T}M_{1_2}I'' + M_{2_1}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}, \qquad (3\text{-}13)$$

$$u'' = r''I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + r''i + \frac{2}{T}L''I'' + L''\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{2}{T}M_{1_2}I' - M_{2_1}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}.$$

При уравновешенных составляющих обмотках имеется: $u' = u''$ и тогда, после вычитания уравнений (3-13), выведем дифференциальное уравнение в виде:

$$(L' + L'' - 2M_{1_2})\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + (r' + r'')\,i + (r''I'' - r'I')\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) +$$

$$+ \frac{2}{T}(L''I'' - L'I') + \frac{2}{T}M_{2_1}(I' - I'') = 0\,. \qquad (3\text{-}14)$$

Уравнение решим при помощи преобразования Лапласа, предполагая, что вначале $t = 0$, $i = 0$ и, что току i принадлежит образ $i \supset {}'i$. Тогда из уравнения (3-14) следует:

$$(L' + L'' - 2M_{1_2})\,p'i + (r' + r'')\,'i + (r''I'' - r'I')\left(-1 + \frac{2}{Tp}\right) +$$

$$+ \frac{2}{T}(L''I'' - L'I') + \frac{2}{T}M_{1_2}(I' - I'') = 0\,. \qquad (3\text{-}15)$$

После умножения этого уравнения на оператор p, образ для $'i$ получится в виде:

$$'i = \left\{\left[(r''I'' - r'I') + \frac{2}{T}(L'I' - L''I'') - \frac{2}{T}M_{1_2}(I' - I'')\right]p - \frac{2}{T}(r''I'' - r'I')\right\} :$$

$$: [(L' + L'' - 2M_{1_2})\,p^2 + (r' + r'')\,p]\,. \qquad (3\text{-}16)$$

Для упрощения этого выражения введем:

$$A = (r''I'' - r'I') + \frac{2}{T}(L' - M_{1_2})\,I' - \frac{2}{T}(L'' - M_{1_2})\,I''\,, \qquad (3\text{-}17)$$

$$B = \frac{2}{T}(r'I' - r''I'')\,; \quad C = L' + L'' - 2M_{1_2}\,, \quad D = r' + r''\,.$$

Тогда из (3-16) получим:

$$'i = \frac{Ap + B}{Cp^2 + Dp} = \frac{P}{p} + \frac{Q}{Cp + D} \qquad (3\text{-}18)$$

и после сравнения обеих частей этого уравнения найдем, что

$$P = \frac{B}{D}, \quad Q = \frac{AD - BC}{D}\,.$$

После подстановки этих значений в (3-18) выведем:

$$'i = \frac{B}{D}\frac{1}{p} + \frac{AD - BC}{D}\frac{1}{Cp + D}. \tag{3-19}$$

При помощи обратного преобразования Лапласа получим:

$$i = \frac{B}{D}t + \frac{AD - BC}{D^2}\left(1 - e^{-(D/C)t}\right) \tag{3-20}$$

После подстановки (3-17) следует:

$$\alpha = \frac{D}{C} = \frac{r' + r''}{L' + L'' - 2M_{12}}, \tag{3-21}$$

$$\frac{B}{D} = \frac{2(r'I' - r''I'')}{T(r' - r'')},$$

$$\frac{AD - BC}{D^2} = \frac{1}{(r' + r'')^2}\left\{(r''I'' - r'I')\left[(r' + r'') + \frac{2}{T}(L' + L'' - 2M_{12})\right] + \right.$$
$$\left. + \frac{2}{T}(r' + r'')\left[(L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''\right]\right\}$$

и после подстановки в уравнение (3-20) выведем:

$$i = \frac{r'I' - r''I''}{r' + r''}\frac{2t}{T} - \frac{1}{(r' + r'')^2}\left\{(r''I'' - r'I')\left[(r' + r'') + \frac{2}{T}(L' + L'' - 2M_{12})\right] + \right.$$
$$\left. + \frac{2}{T}(r' + r'')\left[(L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''\right]\right\}. \tag{3-22}$$

Если известно изменение переходного тока i, то можно далее определить токи i' и i'', данные уравнениями (3-12). Однако, выражение (3-22) можно еще упростить. Из уравнений (3-7) и (3-8) следует

$$z'I' - z''I'' = 0,$$

а так как сопротивления r' и r'' в импеданцах рассеяния z' и z'' обычно преобладают, особенно у якорей, работающих со скольжением, как это имеет место у двигателей с питанием через статор (как напр. Винтер-Эйхберг), то можно приближенно написать:

$$r'I' - r''I'' = 0.$$

Тогда уравнение (3-22) примет упрощенный вид:

$$i \doteq \frac{2}{T}\frac{(L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''}{r' + r''}\left(1 - e^{-\alpha t}\right). \tag{3-23}$$

Дальнейшее упрощение можно провести в том случае, когда коммутируемые группы составляющих обмоток лежат в различных пазах. Тогда взаимная индуктивность $M_{12} = 0$ и из выражения (3-23) следует:

$$i \doteq \frac{2}{T}\frac{L'I' - L''I''}{r' + r''}(1 - e^{-\alpha t}). \tag{3-24}$$

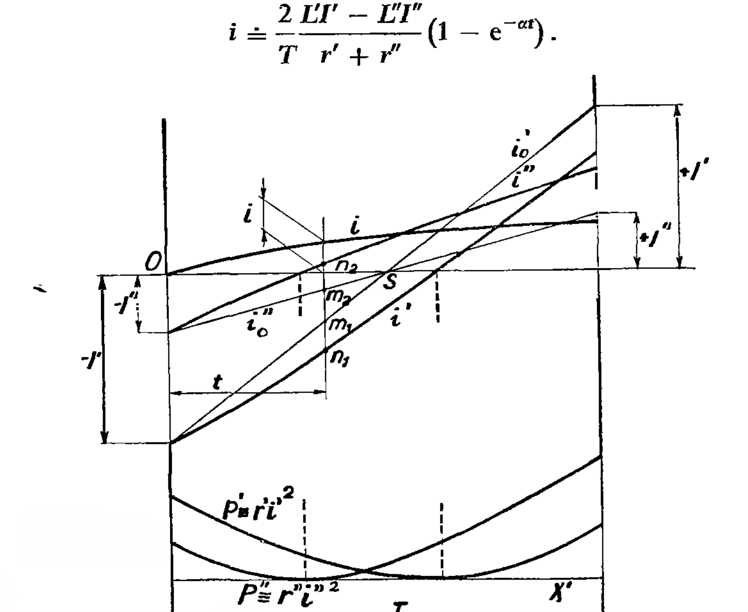


Рис. 3-4. Диаграммы изменения токов и потерь при коммутации демпфированной уравновешенной обмотки.

Как уже было сказано, здесь оперируем со статистическими токами I' и I'', отвечающими эффективным значениям. На их основании из уравнений (3-12) и (3-23) выведем статистические мгновенные значения токов:

$$i' = I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - \frac{2}{T}\frac{(L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''}{r' + r''}(1 - e^{-\alpha t}), \tag{3-25}$$

и

$$i'' = I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + \frac{2}{T}\frac{(L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''}{r' + r''}(1 - e^{-\alpha t}). \tag{3-26}$$

Воспользуемся упрощенным выражением (3-24) и выведем

$$i' = I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - \frac{2}{T}\frac{L'I' - L''I''}{r' + r''}(1 - e^{-\alpha t}) \tag{3-25'}$$

и аналогично

$$i'' = I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + \frac{2}{T}\frac{L'I' - L''I''}{r' + r''}(1 - e^{-\alpha t}). \tag{3-26'}$$

Этими токами воспользуемся при выводе потерь при коммутации. Нахождение потерь может быть произведено приближенным вычислением. Однако, здесь мы ограничимся графическим способом, который существенно проще (см. рис. 3-4). Причем из уравнений (3-23) и (3-24) определим изменение уравнительного тока i и одновременно из уравнения (3-5) вычислим токи i_0' и i_0'', прямолинейное изменение которых показано на рис. 3-4. Начальное значение тока i_0' отвечает $-I'$, и конечное значение отвечает $+I'$, и аналогично, начальное значение i_0'' будет $-I''$ и конечное — $+I''$. Одновременно построим на рис. 3-4 кривую изменения тока i, ординаты которой наносятся от оси X. Токи i' и i'' в момент времени t определяются следующим образом: начертим соответствующую ординату на расстоянии t от начала координат; масштаб времени дается всей шириной коммутационного графика, отвечающего периоду коммутации T по рис. 3-4. Пересечение ординаты с кривой i определяет мгновенное значение тока i, которое вычтем из ординаты тока i_0', причем $\overline{m_1 n_1} = -1$, и получим точку n_1 на кривой i'. Аналогично определим и дальнейшие точки и получим кривую i'. Одновременно прибавим значение тока $i' = \overline{m_2 n_2}$ к ординате тока i_0'' и определим точку n_2, лежащую на кривой i''. Таким образом определим и кривую i''. Квадраты кривых i' и i'', умноженные на сопротивления r' или r'', дают нам омические потери, изображенные в нижней части графика при помощи кривых $P' \equiv r'(i')^2$ и $P'' \equiv r''(i'')^2$. Площади, ограниченные этими кривыми и осью X', характеризуют потери энергии в отдельных обмотках, а их сумма отвечает общей потерянной энергии в течение коммутации:

$$P_k = \int_0^T r'(i')^2 \, dt + \int_0^T r''(i'')^2 \, dt \quad [\text{дж}]. \tag{3-27}$$

Если воспрепятствовать возникновению уравнительного тока i по уравнению (3-23) или (3-24), то такие потери были бы существенно меньше и отвечали бы интегралу

$$P_{k_0} = \int_0^T r(i_0)^2 \, dt \quad [\text{дж}], \tag{3-28}$$

где общее сопротивление r определяется из известной формулы

$$\frac{1}{r} = \frac{1}{r'} + \frac{1}{r''},$$

из которой следует

$$r = \frac{r' r''}{r' + r''},$$

а значение тока i_0 имеет вид

$$i_0 = I\left(-1 + \frac{2t}{T}\right).$$

После подстановки в уравнение (3-28) и интегрирования, обнаружим, что потерянная энергия отвечает выражению

$$P_{k_0} = \frac{1}{3} rI^2T = \frac{r'r''}{r' + r''} I^2 \frac{T}{3} \quad [\text{дж}]. \tag{3-29}$$

Очевидно, что приращение потерь, вызванное демпфированной обмоткой, на основании уравнений (3-27) и (3-29) дается выражением

$$\Delta P_k = P_k - P_{k_0}. \tag{3-30}$$

При более подробном рассмотрении уравнений тока (3-25) и (3-26), а также (3-25′) и (3-26′), убедимся, что целесообразная конструкция демпфированной обмотки требует, чтобы главная обмотка была помещена в нижней части пазов, в то время как демпфирующая — в верхней части.

б) ЭНЕРГИЯ ПОТОКОВ РАССЕЯНИЯ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

Повышенные омические потери при коммутации используются для того, чтобы высвобожденная энергия потоков рассеяния магнитных полей преобразовалась в тепловую энергию и не передавалась на коллектор. Эта энергия выражается равенством:

$$Q = \tfrac{1}{2}(L'I'^2 + 2M_{12}I'I'' + L''I''^2) \quad [\text{дж}]. \tag{3-31}$$

Величину индуктивности L' и L'', также как и взаимной индуктивности M_{12}, можно вывести на основании магнитных проницаемостей в пазах и в лобовой части обмотки. На рис. 3-5 показан разрез паза, в котором сечение главной обмотки отвечает площади I, а сечение демпфирующей обмотки — площади II. Как известно, рассеяние магнитного поля обмотки I дано выражением:

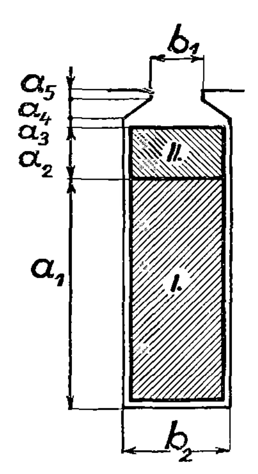


Рис. 3-5. Разрез паза с демпфирующей обмоткой.

$$(\textstyle\sum\lambda)' = 1{,}25\left(\frac{a_1}{3b_2} + \frac{a_2 + a_3}{b_2} + \frac{2a_4}{b_1 + b_2}\right) + \lambda_h + \lambda_s' \frac{l_s'}{l_i}, \tag{3-32}$$

где λ_h-рассеяние над зубцами, содержащее часть рассеяния при выходе из паза b_1, λ_s', отвечает рассеянию в лобовой части той же обмотки и l_s' — длина лобовой части секций. Тогда значение для индуктивности обмотки I будет иметь вид:

$$L' = 2m'^2 l_i (\textstyle\sum\lambda_1)' \cdot 10^{-8} \quad [\text{гн}], \tag{3-33}$$

где m' — число витков в одной коммутируемой секции.

Аналогично, для обмотки *II* будет:

$$(\sum\lambda'') = 1{,}25\left(\frac{a_2}{3b_2} + \frac{a_3}{b_2} + \frac{2a_4}{b_1 + b_2}\right) + \lambda_h + \lambda_s''\frac{l_s''}{l_i} \qquad (3\text{-}34)$$

и соответствующая индуктивность будет:

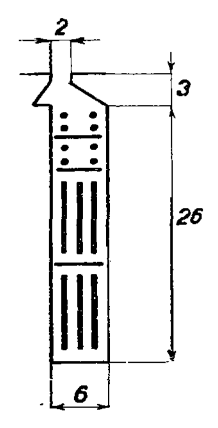


Рис. 3-6. Расположение проводников демпфированной обмотки в пазу.

$$L'' = 2m''^2 l_i(\sum\lambda)'' \cdot 10^{-8} \quad [\text{гн}], \qquad (3\text{-}35)$$

где m'' — число витков в коммутируемой секции обмотки *II*.

Может встретиться и такой случай, когда коммутируемые группы составляющих обмоток будут размещены в общих пазах. Тогда следует учитывать и взаимную индуктивность M_{12}. Выражение для последней следует из магнитного рассеяния:

$$(\sum\mu)_{12} = 1{,}25\left(\frac{a_2}{2b_2} + \frac{a_3}{b_2} + \frac{2a_4}{b_1 + b_2}\right) + \lambda_h \qquad (3\text{-}36)$$

и соответствующая взаимная индуктивность дается выражением:

$$M_{12} = m'm''l_i(\sum\mu)_{12} \cdot 10^{-8} \quad [\text{гн}]. \qquad (3\text{-}37)$$

Для правильного функционирования обмотки необходимо выполнение условия

$$\Delta P_k \geqq Q, \qquad (3\text{-}38)$$

где ΔP_k — приращение потерь энергии в течение коммутации, вызванное демпфированной обмоткой, и Q — электромагнитная энергия по (3-31).

в) ЧИСЛЕННЫЙ ПРИМЕР КОММУТАЦИИ УРАВНОВЕШЕННОЙ ОБМОТКИ

Для ближайшего ознакомления с явлениями при коммутации обмотки коллекторного двигателя переменного тока рассмотрим следующий пример. Пусть имеем диаметр якоря $d = 300$ мм, длина $l = 200$ мм, один радиальный вентиляционный канал, шириной 10 мм, число пар полюсов $p = 4$, $m' = 6$ математических фаз, $N_d = 72$ паза, $K = 216$ коллекторных пластин, т. е. $u = 3$ пластины на один паз. Главная обмотка имеет шаг по пазам $y'_{d_1} = 9$, а демпфирующая — $y''_{d_1} = 3$. Размеры пазов показаны на рис. 3-6. Проводники главной обмотки имеют сечение $(1 \times 6)/(1{,}4 \times 6{,}4)$ мм и в пазах помещено по шести проводников. Демпфирующая обмотка обмотана проволокой диаметром $1{,}2/(1{,}5)$ мм и в каждом пазу имеется 12 проводников. Площадь сечения провод-

ника главной обмотки $s' = 6$ мм^2 и демпфирующей $s'' = 1,13$ мм^2. Длина витка главной обмотки $l'_z = 0,75$ м и демпфирующей — $l''_z = 0,55$ м. Сопротивления коммутируемых групп между двумя смежными пластинами будут:

$$r' = \frac{1,1 \,.\, 2 \,.\, 0,375}{6,0 \,.\, 46} = 3,0 \,.\, 10^{-3}\,, \quad r'' = \frac{1,1 \,.\, 4 \,.\, 0,275}{1,13 \,.\, 46} = 23,5 \,.\, 10^{-3}\,.$$

Рассеяния магнитных потоков обеих обмоток будут:

$$(\sum\lambda)' = 1,25\left(\frac{15}{3 \,.\, 6} + \frac{10}{6} + \frac{2 \,.\, 2,5}{8}\right) + 4,4 + 0,35\frac{15,5}{19,5} \doteq 8,60\,,$$

$$(\sum\lambda)'' = 1,25\left(\frac{8}{3 \,.\, 6} + \frac{1}{6} + \frac{2 \,.\, 2,5}{8}\right) + 4,4 + 0,25\frac{8}{19,5} \doteq 6,05\,.$$

Из этого следуют величины индуктивности

$$L' = 2 \,.\, 1^2 \,.\, 8,6 \,.\, 19,5 \,.\, 10^{-8} = 3,3 \,.\, 10^{-6} \quad [\text{гн}]\,,$$

$$L'' = 2 \,.\, 2^2 \,.\, 6,05 \,.\, 19,5 \,.\, 10^{-8} = 9,3 \,.\, 10^{-6} \quad [\text{гн}]\,.$$

Взаимная индуктивность $M_{1_2} = 0$.

Предположим, что скольжение якоря незначительно и тогда общий ток $I =$ $= 35$а разделяется между составляющими обмотками примерно в соответствии с проводимостью. Тогда получим:

$$I' = 35\frac{23,5 \,.\, 10^{-3}}{26,5 \,.\, 10^{-3}} \doteq 31 \quad [\text{а}]\,,$$

$$I'' = 35\frac{3,0 \,.\, 10^{-3}}{26,5 \,.\, 10^{-3}} \doteq 4 \quad [\text{а}]\,.$$

Эти значения отвечают статистическим инцидентным токам. Пусть диаметр коллектора $d_k = 290$ мм и ширина щеток $b_k = 6,4$ мм, тогда для различных скоростей вращения n получим следующие окружные скорости и периоды коммутации:

Число об/мин	Окружная скорость коллектора в м/сек	Период коммутации в сек
$n = 500$	$v_k = 7,6$	$T = b_k/v_k = 8,50 \,.\, 10^{-4}$
750	11,4	$5,65 \,.\, 10^{-4}$
1000	15,2	$4,25 \,.\, 10^{-4}$
1500	22,8	$2,80 \,.\, 10^{-4}$

В этом примере предполагается, что между основными пластинами не вставлены добавочные пластины. Из первого уравнения (3-21) следует:

$$\alpha = \frac{r' + r''}{L' + L''} = \frac{(3 + 23{,}5) \,.\, 10^{-3}}{(3{,}3 + 9{,}3) \,.\, 10^{-6}} = 2{,}103 \,.\, 10^{3} \,.$$

Уравнительный ток вычислится из уравнения (3-24):

$$i = \frac{2 \,.\, 10^{4}}{4{,}25} \frac{(3{,}3 \,.\, 31 - 9{,}3 \,.\, 4) \,.\, 10^{-6}}{(3{,}0 + 23{,}5) \,.\, 10^{-3}} (1 - 10^{-913{,}4t}) \quad [\text{а}]$$

и после преобразования получим:

$$i = 11{,}56(1 - 10^{-913{,}4t}) \quad [\text{а}] \,.$$

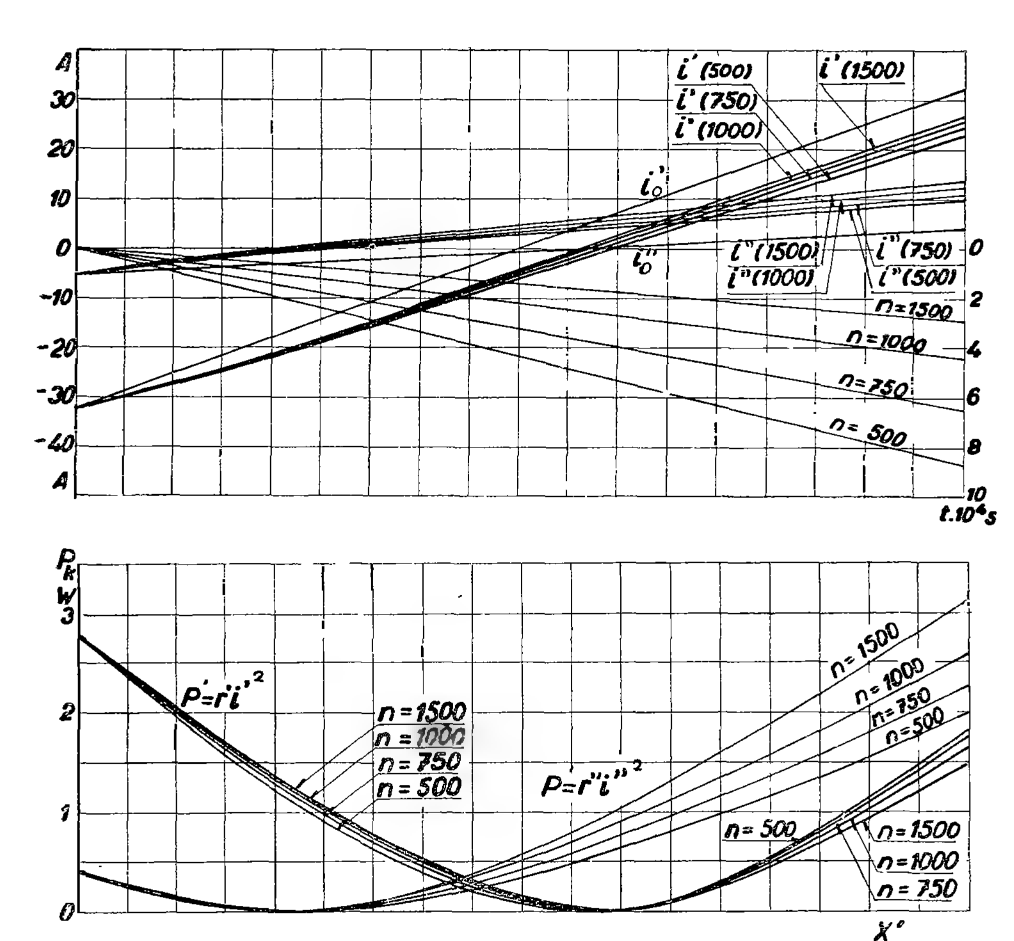


Рис. 3-7. Диаграммы изменения токов и потерь в период коммутации демпфированной уравновешенной обмотки.

Если вычислить уравнительные токи, отвечающие различной скорости вращения машины, то можно также найти и соответствующие значения i' и i'' на основании метода, приведенного на рис. 3-4. На рис. 3-7 представлены их кривые, а в нижней части графика показаны отвечающие им кривые потерь — $P' = r'i'^2$ и $P'' = r''i''^2$. При помощи планиметра найдем площади, лежащие между кривыми P' и P'' и осью X'; тогда сумма этих площадей дает общие потери P_k, согласно уравнению (3-27), при различных скоростях вращения. Кривая потерь энергии P_k в зависимости от скорости вращения показана на рис. 3-8. Величина потери энергии при увеличении скорости вращения быстро понижается и приближается к определенному окончательному значению. На том же рисунке нанесены и потери P_{k_0}, найденные из уравнения (3-29), при условии, что уравни-

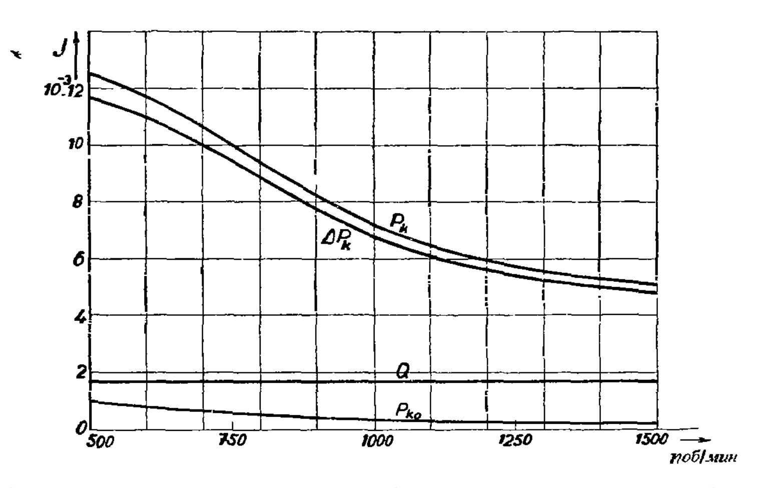


Рис. 3-8. Потеря энергии при коммутации демпфированной уравновешенной обмотки в зависимости от скорости вращения.

тельный ток i подавлен. Приращение потерь энергии в период коммутации, которое определяется из уравнения (3-30), представлено на том же рисунке кривой ΔP_k. И наконец, на рис. 3-8 показана кривая распределения электромагнитной энергии потоков рассеяния магнитных полей — Q при разных скоростях вращения; это значение является постоянным и следует из уравнения (3-31)

$$Q = \tfrac{1}{2}(0{,}33 \,.\, 31^2 + 0{,}93 \,.\, 4^2) \,.\, 10^{-6} = 1{,}66 \,.\, 10^{-3} \quad [\text{дж}] \,.$$

Электромагнитная энергия не зависит от угловой скорости и на рис. 3-8 она представлена горизонтальной прямой Q. Из этих результатов видно, что условие (3-38)

$$\Delta P_k > Q$$

выполнено. Так как приращение потерь ΔP_k с увеличением скорости вращения

падает, то при значительных скоростях вращения может иметь место случай, когда

$$\Delta P_k \leqq Q \, .$$

Тогда влияние демпфирующей обмотки будет недостаточно и на коллекторе появится искрение.

г) НЕУРАВНОВЕШЕННЫЕ ОБМОТКИ

При анализе потенциальных многоугольников демпфированных обмоток часто случается, что потенциальные многоугольники составляющих обмоток точно не перекрываются. Из опыта известно, что разность напряжений между составляющими обмотками не должна превышать примерно 5%, иначе появляется опасность возникновения между составляющими обмотками значительных уравнительных токов и увеличенных потерь. Неуравновешенность обмоток может иметь самые разнообразные причины. Так например, виды потенциальных многоугольников отдельных составляющих обмоток не являются точно одинаковыми, либо числа витков и шаги по пазам нельзя точно сладить и т. под. Увеличенные потери при коммутации, при правильно выбранной неуравновешенной обмотке, могут отражаться на коммутации в общем благоприятно и обеспечивают успешную коммутацию и при увеличенных скоростях вращения.

При анализе таких обмоток исходим из ранее приведенных дифференциальных уравнений трансформатора (3-11):

$$u' = r'i' + L'\frac{\mathrm{d}i'}{\mathrm{d}t} + M_{12}\frac{\mathrm{d}i''}{\mathrm{d}t}$$

$(M_{12} = M_{21})$

$$u'' = r''i'' + L''\frac{\mathrm{d}i''}{\mathrm{d}t} + M_{21}\frac{\mathrm{d}i'}{\mathrm{d}t} \, .$$

Кривые токов в составляющих обмотках согласно (3-12) выражаются в виде:

$$i' = I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - i \, ; \quad i'' = I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + i \, ,$$

а после подстановки этих значений в приведенные выше дифференциальные уравнения получим:

$$u' = r'I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - r'i + \frac{2}{T}L'I' - L'\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{2}{T}M_{12}I'' + M_{12}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} \, ,$$

$$u'' = r''I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + r''i + \frac{2}{T}L''I'' + \frac{2}{T}M_{12}I' - M_{12}\frac{\mathrm{d}t}{\mathrm{d}t} \, .$$

У неуравновешенной обмотки разность напряжений u' и u'' дается разностью следующих уравнений

$$\Delta u = u'' - u' = (r''I'' - r'I')\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + (r' + r'')\, i + \frac{2}{T}(L''I'' - L'I') + \\ + (L' + L'' - 2M_{12})\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + \frac{2}{T}M_{12}(I' - I'') . \tag{3-39}$$

Принимая во внимание, что коммутация происходит в течение короткого периода, разность напряжений Δu и здесь будем считать постоянным статистическим значением. Величина этой разности колеблется между положительной и отрицательной амплитудой и ее эффективное значение в дальнейшем будем принимать за статистическую величину. Напишем теперь уравнение (3-39) в преобразованном виде:

$$(L' + L'' - 2M_{12})\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + (r' + r'')\, i + (r''I'' - r'I')\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + \\ + \frac{2}{T}(L''I'' - L'I') + \frac{2}{T}M_{12}(I' - I'') - \Delta u = 0 . \tag{3-39'}$$

Для интегрирования этого уравнения воспользуемся операторным исчислением, и здесь принимая $i \supset {}'i$, при чем справедливо начальное условие $t = 0$, $i = 0$. Образ уравнения (3-39') будет:

$$(L' + L'' - 2M_{12})\, p'i + (r' + r'')\, 'i + (r''I'' - r'I')\left(-1 + \frac{2}{Tp}\right) + \\ + \frac{2}{T}(L''I'' - L'I') + \frac{2}{T}M_{12}(I' - I'') - \Delta u = 0 . \tag{3-40}$$

После умножения этого уравнения на оператор p и вычисления образа $'i$, получим:

$$'i = \frac{X}{(L' + L'' - 2M_{12})\, p^2 + (r' + r'')\, p} , \tag{3-41}$$

где X будет

$$\left[(r''I'' - r'I') + \frac{2}{T}(L'I' - L''I'') - \frac{2}{T}M_{12}(I' - I'') + \Delta u\right] p - \\ - \frac{2}{T}(r''I'' - r'I') .$$

Аналогично, как и у уравновешенных обмоток, упростим эти выражения обозначая:

$$A = (r''I'' - r'I') + \frac{2}{T}(L' - M_{12})I' - \frac{2}{T}(L'' - M_{12})I'' + \Delta u\,,$$

$$B = \frac{2}{T}(r'I' - r''I''),$$

$$C = L' + L'' - 2M_{12}\,,$$

$$D = r' + r''\,,$$

тогда уравнение (3-41) приобретет вид:

$$'i = \frac{Ap + B}{Cp^2 + Dp}\,.$$

Разложим его согласно (3-19) на парциальные дроби и получим

$$'i = \frac{B}{D}\frac{1}{p} + \frac{AD - BC}{D}\frac{1}{Cp + D}\,.$$

После интегрирования следует

$$i = \frac{B}{D}t + \frac{AD - BC}{D^2}\left(1 - e^{-(D/C)t}\right), \qquad (3\text{-}42)$$

где

$$\frac{B}{D} = \frac{2}{T}\frac{r'I' - r''I''}{r' + r''}\,, \quad \alpha = \frac{D}{C} = \frac{r' + r''}{L' + L'' - 2M_{12}}\,,$$

$$\frac{AD - BC}{D^2} = \frac{1}{(r' + r'')^2}\left\{(r''I'' - r'I')\left[r' + r'' + \frac{2}{T}(L' + L'' - 2M_{12})\right] + \right.$$
$$\left. + \frac{2}{T}(r' + r'')\left[(L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''\right] + \Delta u(r' + r'')\right\}$$

и после подстановки в (3-42) получится:

$$i = \frac{r'I' - r''I''}{r' + r''}\frac{2t}{T} + \frac{(1 - e^{-\alpha t})}{(r' + r'')^2}\left\{(r''I'' - r'I')\left[r' + r'' + \frac{2}{T}(L' + L'' - 2M_{12})\right] + \right.$$
$$\left. + \frac{2}{T}(r' + r'')\left[(L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''\right] + \Delta u(r' + r'')\right\}. \qquad (3\text{-}43)$$

Воспользуемся уравнениями (3-12) и определим токи i' и i''. Выражение (3-43) можно еще упростить. Для этого воспользуемся выражением

$$z''I'' - z'I' = \Delta u\,.$$

Разность напряжений Δu у машин, питаемых со стороны статора, изменяется при вращении якоря со скольжением. Если скольжение не велико, то реактивными составляющими в импедансах магнитного рассеяния z' и z'' можно пренебречь и полагать приближенно, что

$$r''I'' - r'I' \doteq \Delta u .$$

Подставим такое упрощенное выражение в уравнение (3-43) и получим:

$$i = -\frac{2\Delta u}{r' + r''}\frac{t}{T} + \frac{2(1 - e^{-\alpha t})}{T(r' + r'')}\left[T\Delta u + \frac{\Delta u}{\alpha} + (L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''\right]. \tag{3-44}$$

Если сравнить этот результат с ранее вычисленным значением (3-23), то увидим, что переходный ток i для положительных Δu у неуравновешенных обмоток больше, чем у уравновешенных, и вследствие этого демпфирующее влияние в таком случае будет более интенсивным. После подстановки выражения (3-44) в уравнение (3-12) выведем характеристику изменения коммутационных токов i' и i'' в составляющих обмотках:

$$i' = I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + \frac{2\Delta u}{r' + r''}\frac{t}{T} - \frac{2(1 - e^{-\alpha t})}{T(r' + r'')} \cdot \left[T\Delta u + \frac{\Delta u}{\alpha} + (L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''\right], \tag{3-45}$$

$$i'' = I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - \frac{2\Delta u}{r' + r''}\frac{t}{T} + \frac{2(1 - e^{-\alpha t})}{T(r' + r'')}\left[T\Delta u + \frac{\Delta u}{\alpha} + (L' - M_{12})I' - (L'' - M_{12})I''\right]. \tag{3-46}$$

Однако, обычно коммутируемые группы составляющих обмоток размещаются в различных пазах и тогда взаимная индуктивность $M_{12} = 0$. Тогда уравнения (3-44), (3-45) и (3-46) можно еще далее упростить:

$$i = -\frac{2\Delta u}{r' + r''}\frac{t}{T} + \frac{2(1 - e^{-\alpha t})}{T(r' + r'')}\left[T\Delta u + \frac{\Delta u}{\alpha} + L'I' - L''I''\right], \tag{3-44'}$$

$$i' = I'\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) + \frac{2\Delta u}{r' + r''}\frac{t}{T} - \frac{2(1 - e^{-\alpha t})}{T(r' + r'')}\left[T\Delta u + \frac{\Delta u}{\alpha} + L'I' - L''I''\right], \tag{3-45'}$$

$$i'' = I''\left(-1 + \frac{2t}{T}\right) - \frac{2\Delta u}{r' + r''}\frac{t}{T} + \frac{2(1 - e^{-\alpha t})}{T(r' + r'')}\left[T\Delta u + \frac{\Delta u}{\alpha} + L'I' - L''I''\right]. \tag{3-46'}$$

Инцидентные токи I' и I'' можно найти по формулам:

$$I' = \frac{Iz'' - \Delta u}{z' + z''}, \quad I'' = \frac{Iz' + \Delta u}{z' + z''} \tag{3-47}$$

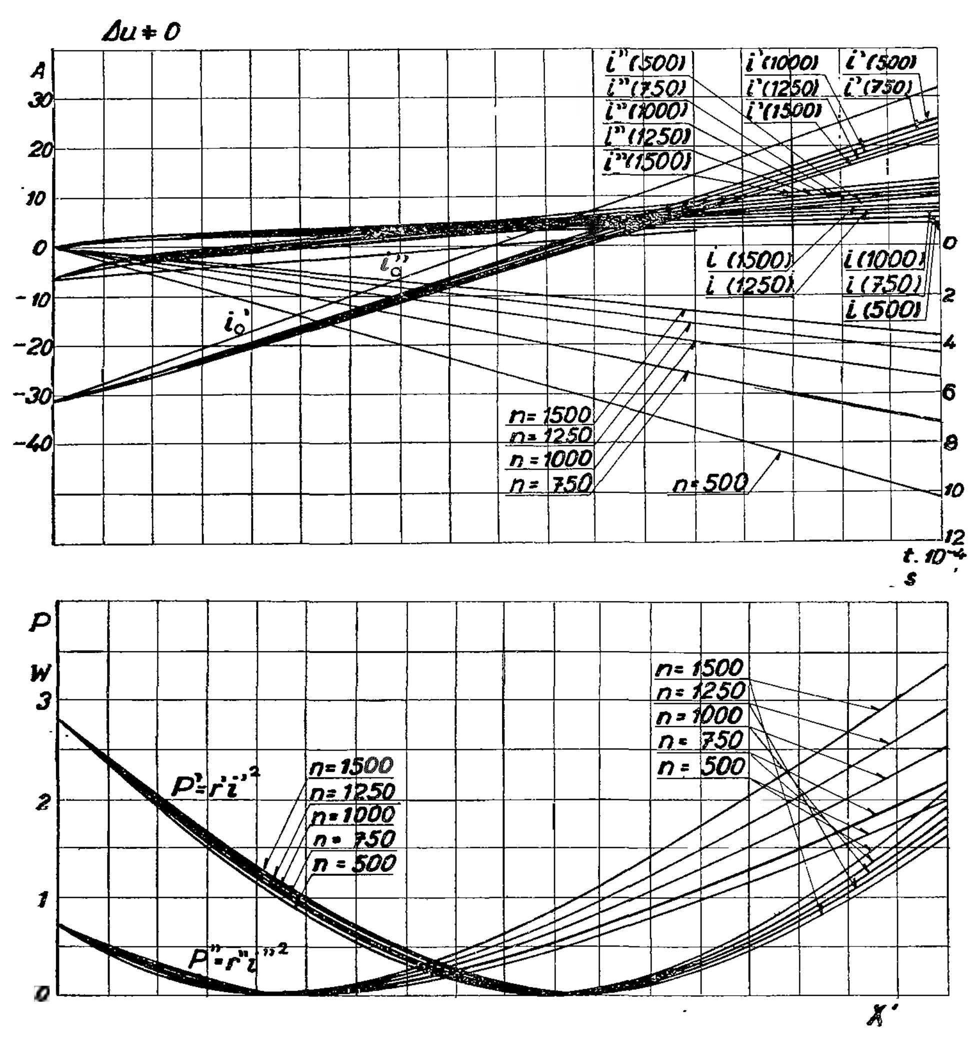


Рис. 3-9. Кривые токов и потерь, получаемых при коммутации неуравновешенной демпфированной обмотки при различных скоростях вращения.

и если реактивные составляющие импедансов магнитного рассеяния z' и z'' малы, то можно приближённо написать:

$$I' = \frac{Ir'' - \Delta u}{r' + r''}, \quad I'' = \frac{Ir' + \Delta u}{r' + r''}. \tag{3-47'}$$

При нахождении добавочных потерь, вызванных неуравновешенными демпфированными обмотками, применяем тот же метод, что и для уравновешенных обмоток. Начертим кривые токов i, i', i'', как функции времени; возведем во вторую степень, умножим их на сопротивления r' и r'' и наконец начертим кри-

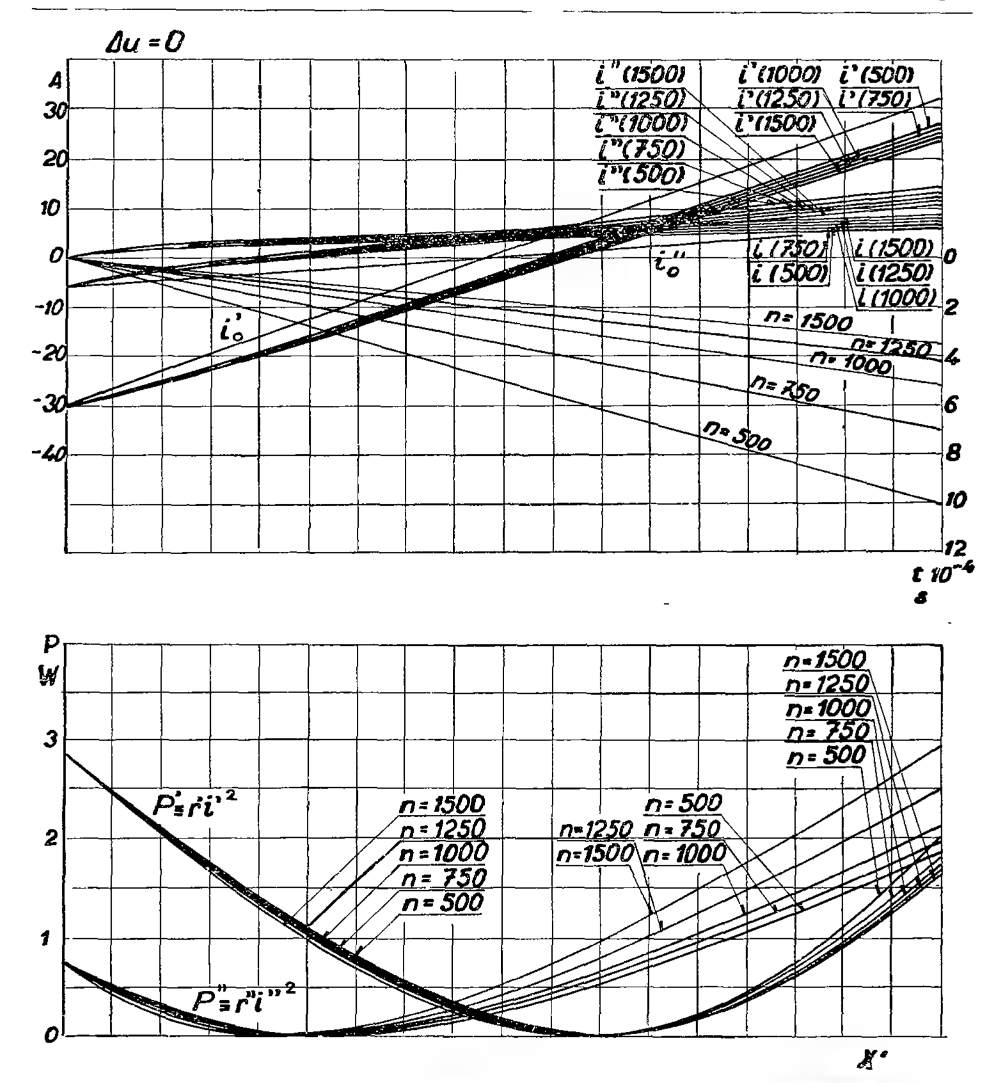


Рис. 3-10. Кривые токов и потерь, получаемых при коммутации демпфированной обмотки, при уравновешивании по рис. 3-9.

вые $P' = r'i'^2$ и $P'' = r''i''^2$, как видно на рис. 3-9, где эти кривые показаны для различных скоростей вращения. Площади, отвечающие различным скоростям вращения, заключенные между кривыми P' и P'' и между осью X', пропорциональны потерям энергии при коммутации в отдельных составляющих обмотках. Сумма площадей, принадлежащих кривым P' и P'', пропорциональна общим потерям при коммутации:

$$P_k = \int_0^T r' i'^2 \, dt + \int_0^T r'' i''^2 \, dt \quad [\text{дж}] .$$

Для сравнения, на рис. 3-10 нанесены аналогичные кривые для уравновешенных обмоток, где $\Delta u = 0$. Общая площадь потерь в этом случае меньше. Если воспрепятствовать возникновению уравнительного тока i, то соответствующие потери в коммутируемых группах P_0 даются выражением (3-29) и приращение потерь на коммутацию от влияния демпфирующих обмоток будет:

$$\Delta P_k = P_k - P_{k_0}.$$

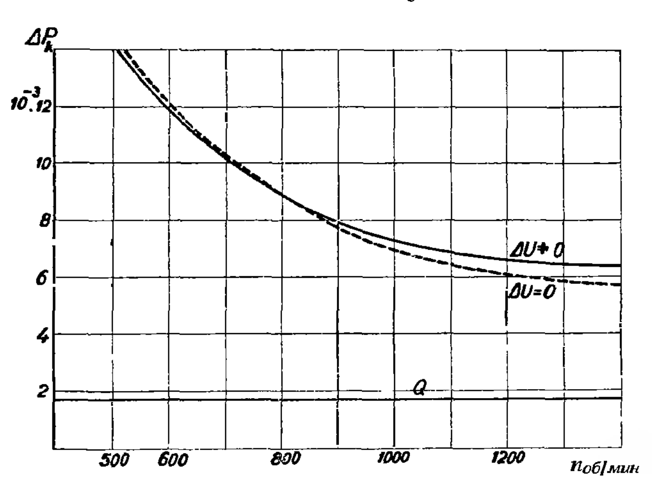


Рис. 3-11. Сравнение потерь энергии при коммутации уравновешенной и неуравновешенной демпфированных обмоток.

Для вычисления электромагнитной энергии Q в полях магнитного рассеяния выражение (3-31) сохраняет свою справедливость. И здесь для правильной коммутации необходимо чтобы

$$\Delta P \geqq Q.$$

На рис. 3-11 показаны кривые приращения коммутационных потерь ΔP_k и электромагнитной энергии Q, как функции скорости вращения n. Приращения ΔP_k понижаются с увеличением скорости вращения при $\Delta u > 0$ более плавно, чем при $\Delta u = 0$. Из этого видно, что при высоких скоростях вращения неуравновешенные обмотки будут лучше коммутировать.

д) ЧИСЛЕННЫЙ ПРИМЕР КОММУТАЦИИ НЕУРАВНОВЕШЕННОЙ ОБМОТКИ

О влиянии неуравновешенной обмотки на коммутацию коллекторного двигателя переменного тока лучше всего можно получить представление на примере. Пусть имеется якорь диаметром $d = 290$ мм, длиной $l = 200$ мм, с одним

радиальным вентиляционным каналом, шириной 10 мм. Обмотка имеет $p = 4$ пар полюсов, якорь имеет $N_d = 68$ пазов, т. е. $Q = 8{,}5$ пазов на полюс, число коллекторных пластин $K = 204$, число пластин на паз $u = 3$. Главная обмотка имеет 6 проводников в пазу, сечением $(1 \times 6)(1{,}4 \times 6{,}4)$ мм, демпфирующая обмотка — 12 проводников в пазу, с размерами $\varnothing$ 1,2(1,45) мм. Площадь сечения проводника главной обмотки равняется $s' = 6$ мм^2 и демпфирующей обмотки — $s'' = 1{,}13$ мм^2. Диаметр коллектора $d_k = 280$ мм, ширина щеток $b_k = 8$ мм. Обмотка неуравновешенная и степень неуравновешенности равняется $\chi = 3{,}92\%$; при чем противодействующая электродвижущая сила, индуктированная в главной обмотке, больше, чем в демпфирующей — (т. е. $\Delta u > 0$).

Пусть длина витка главной обмотки $l'_z = 0{,}75$ м и демпфирующей $l''_z = 0{,}55$ м. Тогда сопротивление главной обмотки между двумя смежными пластинами равняется

$$r' = \frac{1{,}1 \,.\, 2 \,.\, 0{,}375}{6{,}0 \,.\, 46} = 3{,}0 \,.\, 10^{-3} \quad [\Omega]$$

и демпфирующей

$$r'' = \frac{1{,}1 \,.\, 4 \,.\, 0{,}275}{1{,}13 \,.\, 46} = 23{,}5 \,.\, 10^{-3} \quad [\Omega] \,.$$

Магнитные проницаемости в пазах этих обмоток будут

$$(\sum\lambda)' = 1{,}25\left(\frac{15}{3 \,.\, 6} + \frac{10}{6} + \frac{2 \,.\, 2{,}5}{8}\right) + 4{,}4 + 0{,}35\,\frac{15{,}5}{19{,}5} = 8{,}5 \,,$$

$$(\sum\lambda)'' = 1{,}25\left(\frac{8}{3 \,.\, 6} + \frac{1}{6} + \frac{2 \,.\, 2{,}5}{8}\right) + 4{,}4 + 0{,}25\,\frac{8}{19{,}5} = 6{,}05 \,.$$

И соответствующие индуктивности будут

$$L' = 2 \,.\, 1 \,.\, 19{,}5 \,.\, 8{,}5 \;\,.\, 10^{-8} = 3{,}3 \,.\, 10^{-6} \quad [\text{гн}] \,,$$
$$L'' = 2 \,.\, 4 \,.\, 19{,}5 \,.\, 6{,}05 \,.\, 10^{-8} = 9{,}3 \,.\, 10^{-6} \quad [\text{гн}] \,.$$

Взаимная индуктивность между обмотками — $M_{1_2} = 0$.

Импеданцы этих обмоток в состоянии покоя отвечают величинам:

$$r' = 3{,}0 \,.\, 10^{-3} \,, \quad x' = 2\pi \,.\, 50 \,.\, 3{,}3 \,.\, 10^{-6} = 1{,}04 \,.\, 10^{-3} \,, \quad z' = 3{,}29 \,.\, 10^{-3} \,,$$
$$r'' = 23{,}5 \,.\, 10^{-3} \,, \quad x'' = 2\pi \,.\, 50 \,.\, 9{,}3 \,.\, 10^{-6} = 2{,}96 \,.\, 10^{-3} \,, \quad z'' = 23{,}7 \,.\, 10^{-3} \,,$$

при скорости вращения $n = 1000$ об/мин и скольжении ротора $s = 33{,}3\%$ величины импеданцов будут:

$$r' = 3{,}0 \,.\, 10^{-3} \,, \; x'_s = 1{,}04 \,.\, 0{,}333 \,.\, 10^{-3} = 0{,}347 \,.\, 10^{-3} \,, \; z'_s = 3{,}02 \,.\, 10^{-3} \; [\Omega] \,,$$
$$r'' = 23{,}5 \,.\, 10^{-3} \,, \; x''_s = 2{,}96 \,.\, 0{,}333 \,.\, 10^{-3} = 0{,}99 \;\,.\, 10^{-3} \,, \; z''_s = 23{,}55 \,.\, 10^{-3} \; [\Omega] \,.$$

Пусть через обмотку якоря проходит общий фазный ток $I = 35$ а и пусть магнитный поток в машине $\Phi = 0{,}92 \,.\, 10^6$ CGS. Напряжение между пластинами при скольжении $s = 33{,}3\%$ будет:

$$e_{l_s} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}\, 0{,}92 \,.\, 10^6 \,.\, 0{,}996 \,.\, 50 \,.\, 0{,}333 \,.\, 10^{-8} = 0{,}675 \quad [\text{в}]\,.$$

При неуравновешенной обмотке между составляющими обмотками образуется разность напряжений

$$\Delta u = 0{,}675 \,.\, 0{,}0392 = 0{,}0264 \quad [\text{в}]\,,$$

тогда в составляющих обмотках появятся следующие токи:

$$I' = \frac{35 \,.\, 23{,}55 \,.\, 10^{-3} - 26{,}4 \,.\, 10^{-3}}{26{,}57 \,.\, 10^{-3}} = 30{,}1 \quad [\text{а}]\,,$$

$$I'' = \frac{35 \,.\, \ 3{,}02 \,.\, 10^{-3} + 26{,}4 \,.\, 10^{-3}}{26{,}57 \,.\, 10^{-3}} = \ 4{,}9 \quad [\text{а}]\,.$$

Инверсионное значение постоянной времени имеет величину:

$$\alpha = \frac{26{,}5 \,.\, 10^{-3}}{12{,}75 \,.\, 10^{-6}} = 2080\,,$$

и тогда переходный ток согласно (3-44′) будет:

$$i = -\frac{2 \,.\, 0{,}0264}{26{,}5 \,.\, 10^{-3}} \frac{t}{5{,}41 \,.\, 10^{-4}} + \frac{2(1 - e^{-\alpha t})}{5{,}41 \,.\, 10^{-4} \,.\, 26{,}5 \,.\, 10^{-3}}\,.$$

$$.\left[5{,}41 \,.\, 10^{-4} \,.\, 0{,}0264 + \frac{0{,}0264}{2080} + 3{,}3 \,.\, 10^{-6} \,.\, 30{,}1 - 9{,}3 \,.\, 10^{-6} \,.\, 4{,}90\right] \quad [\text{а}]$$

и после преобразования получится

$$i = -3685t + 11{,}18(1 - 10^{-903{,}32t}) \quad [\text{а}]\,,$$

аналогично, можно вычислить значения переходных токов для

$$n = 500,\ 750,\ 1250 \text{ и } 1500 \text{ об/мин}\,.$$

Воспользуемся графическим методом, приведенном на рис. 3-9, где обозначены кривые токов и соответствующие потери для неуравновешенных обмоток — $\Delta u > 0$. Для сравнения на рис. 3-10 показаны аналогичные кривые для $\Delta u = 0$, а на рис. 3-11 показаны кривые потерь энергии для $\Delta u > 0$ и $\Delta u = 0$ при различных скоростях вращения. На том же рисунке нанесено значение постоянной электромагнитной энергии в виде горизонтальной прямой Q. Из этих графиков видно, что правильно расчитанная неуравновешенная обмотка ($\Delta u > 0$) при коммутации работает лучше, чем уравновешенная обмотка, так

как с увеличением числа оборотов машины потери на коммутацию уменьшаются медленнее, и машина может хорошо работать и при высоких скоростях вращения.

В заключение необходимо отметить, что описанная демпфирующая обмотка не устраняет влияния трансформаторной составляющей коммутирующего напряжения. Неуравновешенные обмотки несколько ослабляют ее влияние, однако, эффективное ее подавление достигается путем увеличения числа пластин, вследствие чего напряжение на коллекторе понижается. Поэтому такие обмотки вполне пригодны для коллекторных двигателей с параллельным возбуждением с питанием со стороны статора (Винтер-Эйхберг), у которых якорь работает со скольжением.

У демпфированных обмоток, состоящих из волновой и петлевой обмоток, создаются с точки зрения коммутации аналогичные условия, как и у обмоток, состоящих из двух петлевых обмоток. Поэтому и здесь применимы приведенные выше методы для нахождения коммутационных потерь.

---

4. УКАЗАНИЯ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДЕМПФИРОВАННЫХ ОБМОТОК

На основании проведенного анализа коммутации демпфированных обмоток, как уравновешенных, так и неуравновешенных, были разработаны указания для проектирования таких обмоток:

1. В качестве демпфированной обмотки может быть применена составная обмотка, у которой импеданцы параллельно работающих составляющих обмоток различны. Поэтому обычные уравнительные обмотки постоянного тока, у которых разность импеданцов составляющих обмоток незначительна, не пригодны для демпфированных обмоток, так как между составляющими обмотками не может образоваться достаточно большой уравнительный ток.
2. Демфированные обмотки могут быть выполнены в виде уравновешенных и неуравновешенных. Внутренние электродвижущие силы обеих составляющих обмоток находятся у уравновешенных обмоток в равновесии, тогда как у неуравновешенных — между электродвижущими силами существует незначительная разность, которая не должна превышать примерно 5%.
3. Демпфирующую обмотку рекомендуется располагать в верхней части у выхода из паза.
4. Демпфирующее влияние демпфированных обмоток довольно значительно при малых скоростях вращения машины, однако, с увеличением скорости

вращения, оно быстро падает и при больших скоростях может быть недостаточным.

5. Для достижения благоприятной коммутации, и при больших скоростях вращения, рекомендуется применять неуравновешенную обмотку.
6. Правильный расчет неуравновешенной обмотки требует, чтобы внутренняя э. д. с. демпфирующей обмотки была меньше, чем у главной обмотки.
7. Демпфированная обмотка существенно влияет только на реактивную составляющую коммутирующего напряжения. Ее влияние на трансформаторную составляющую незначительно.
8. Если требуется ограничить и влияние трансформаторной составляющей коммутирующего напряжения, то для этого применяется либо обмотка с вставленными пластинами, либо демпфированная многократная множественная параллельная обмотка.

Как уже было сказано, демпфированные обмотки у коллекторных двигателей переменного тока выполняются при помощи разнообразных комбинаций, как простых петлевых и волновых обмоток, так иногда, и многократных множественных параллельных обмоток. В соответствии с этим, демпфированные обмотки разделяются на следующие главные группы:

обмотки, составленные из двух петлевых обмоток;

обмотки, составленные из петлевой и волновой обмоток;

обмотки, выведенные из многократных множественных параллельных обмоток с повернутыми потенциальными многоугольниками;

обмотки, выведенные из обычных многократных множественных параллельных обмоток;

обмотки, выведенные из вырожденных многократных множественных параллельных обмоток.

Надежная работа обмоток коллекторных двигателей обусловливается не только их правильным расчетом, но и целесообразным выбором материала для щеток. С конструктивной точки зрения необходимо, чтобы щетки были по возможности узкими и покрывали минимальное число пластин таким образом, чтобы добавочные токи между пластинами и напряжение между краями щеток, а также и потери в щетках, вызванные такими токами, были по возможности минимальными. Минимальная ширина щеток ограничена требованиями конструкции, главным образом видом обмотки, и ни в коем случае не может быть менее коллекторного деления (a/p). Ширина щеток зависит, кроме того, от величины тока, подводимого из сети через щетку. Если для определенной марки щеток установлена допустимая плотность тока, то очевидно, что чем уже будет щетка, тем больше будет общая длина щеток, а следовательно и активная длина коллектора. При выборе узких щеток, допустимая плотность тока на коллекторе может быть больше, и активная длина коллектора тогда несколько уменьшится. При проектировании машин необходимо обращать особенно серьез-

Таблица 4-1

Марка	Удельное сопротивление в $\mu\Omega$ см	Падение напряжения, в	Коэфф. трения f_t	Максим. окружная скорость [м/сек]	Допустимая плотность тока [а/см^2]
PM50P	16 000	1,60	0,15	25	6,5
IM3	14 000	1,80	0,15	30	6,5
EG8565	7 500	1,35	0,13	30	9,5
EG8101	5 000	1,50	0,17	25	8,5

ное внимание на тщательный подбор марок щеток, так как от них зависит длина коллектора, конструкция которого при этом труднее. Опыт фирм, изготовляющих щетки, весьма различен; однако, все они стремятся главным образом к тому, чтобы щетки прежде всего обладали значительным удельным сопротивлением и достаточно большими переходными падениями напряжения при минимальном коэффициенте трения. Средства для достижения таких качеств весьма разнообразны. Так например, английская фирма Морган Крусибл Ко Лимитед в Лондоне рекомендует для коллекторных двигателей переменного тока щетки с значительным удельным сопротивлением, величина которого колеблется в пределах от 5000 до 16 000 $\mu\Omega$/см, в то время как для постоянного тока достаточно сопротивление от 1600 до 2000 $\mu\Omega$/см.

Падение напряжения на щетках у коллекторных двигателей переменного тока обычно бывает примерно 1,35÷1,80 в, в то время как у щеток для постоянного тока – примерно 0,90÷1,10 в. Коэффициенты трения равны примерно $f_t = 0{,}15$. В следующей таблице 4-1 приведены некоторые марки щеток, рекомендуемые упомянутой фирмой для коллекторных двигателей переменного тока. Эта фирма не производит многослойных щеток.

Фирма Сосиете ля Карбон-Лоррен в Париже проблемму щеток для коллекторных двигателей переменного тока решает различными способами:

а) Прежде всего применяет бакелито-графитные щетки, которые в поперечном направлении обладают удельным сопротивлением примерно в три раза большем, чем в осевом направлении. Такой класс щеток практически не увеличивает сопротивление току сети, но зато существенно увеличивает сопротивление добавочным токам между пластинами, что вызывает значительное их уменьшение. Соответствующие применяемые марки щеток BG 28, P 5117 и P 2112 приведены в таблице 4-2.

б) Далее эта фирма изготовляет щетки, составленные из двух или нескольких частей, которые по окружности коллектора распределены последовательно (тэндемом) и вставлены в общий щеткодержатель, от которого они иногда изолируются. Такой способ был применен во Франции для тяговых двигателей. Щетки выполняются из двух изолированных друг от друга частей (рис. 4-1), клинообразно срезанных в верхней части. К вырезу сверху, по направлению

Таблица 4-2

Марка	Удельное сопротивление в $\mu\Omega$ см	Падение напряжения, в	Коэфф. трения f_t	Максим. окружная скорость [м/сек]	Допустимая плотность тока [а/см²]
BG28	10 000—15 000	>3	0,12÷0,20	35	7
P5117	7000	>3	0,12÷0,20	30÷40	8÷10
P2112	6000	>3	0,12÷0,20	30	8÷10
EG70	4500	3	0,12÷0,22	50	10
EG72	4300	2,3÷3	0,12÷0,20	40	10
EG30	3000	2,3÷3	>0,20	25	10

стрелки, прижимается клинообразная часть. Преимущество такого оформления заключается в том, что добавочными местами соприкосновения существенным образом ограничивается добавочный ток между пластинами, без значительного увеличения сопротивления току сети. Такие щетки изготовляются только электрографитированного или аморфного классов.

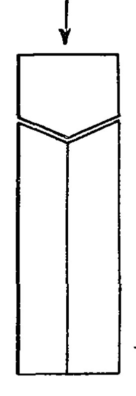


Рис. 4-1. Двухслойная щетка, применяемая для тяговых двигателей.

в) И наконец, приведенная выше фирма применяет многослойные щетки, у которых две элементарные щетки склеиваются изоляционным лаком. Такой вид щеток в поперечном направлении обеспечивает более значительное сопротивление щеток, чем в осевом направлении. Элементарные щетки могут выполняться различного качества. Как например: для улучшения коммутации, уменьшения трения, для содержания коллектора в исправности и т. п. В таблице 4-2 приведены некоторые марки щеток, применяемых для коллекторных двигателей переменного тока. Щетки первой группы — бакелито — графитные, второй группы — электрографитированные.

5. ДЕМПФИРОВАННЫЕ ОБМОТКИ, СОСТАВЛЕННЫЕ ИЗ ДВУХ ПЕТЛЕВЫХ ОБМОТОК

Самая простая демпфированная обмотка состоит из двух составных петлевых обмоток, из которых главная обмотка имеет полный или несколько укороченный шаг, в то время как демпфирующая обмотка имеет шаг сильно укороченный и число витков увеличено так, чтобы электродвижущие силы обеих составляющих обмоток были уравновешены.

Вследствие того, что ширина полюсно-фазных групп одинакова, число витков

в составляющих обмотках зависит от соответствующих им шагов и, следовательно, и от коэффициентов шага.

Согласно уравнению (3-3), отношение проводников составляющих обмоток напишется в виде

$$'N' : 'N'' = \kappa_k'' : \kappa_k' ,$$

где $'N'$ и $'N''$ — число проводников каждой обмотки и κ_k' и κ_k'' — отвечающие им коэффициенты шага.

Самое простое выполнение такой обмотки получится, если число пазов на полюс Q выбрать кратным трем, причем Q может быть числом целым, или дробным. Главная обмотка имеет обычно полный шаг по пазам, т. е. $y_{d_1}' = Q$, в то время как демпфирующая обмотка — шаг $y_{d_1}'' = Q/3$, и тогда соответствующие обмоточные коэффициенты будут:

$$\kappa_k' = 1 , \quad \kappa_k'' = \sin\left(90^\circ \cdot \tfrac{1}{3}\right) = \tfrac{1}{2} .$$

Таким образом, демпфирующая обмотка будет иметь в два раза больше проводников, чем главная обмотка, т. е.

$$'N'' = 2'N' .$$

Принцип выполнения такой обмотки показан на рис. 5-1, где из демпфирующей обмотки могут быть выведены ответвления к добавочным пластинам, вставленным между пластинами главной обмотки. Назначение таких пластин заключается в ослаблении влияния трансформаторного напряжения, так как, как уже было сказано, демпфирующая обмотка оказывает влияние главным образом на реактивное коммутирующее напряжение, в то время как на трансформаторную составляющую такая обмотка оказывает лишь незначительное влияние.

Обмотка, показанная на рис. 5-1, может быть выполнена и в виде уравновешенной. Для этого необходимо, чтобы многоугольники напряжений обеих составляющих обмоток совпадали. По этим причинам условие (3-3) нельзя считать достаточным. Для создания таких обмоток следует выполнить еще дальнейшие условия.

В 9-ом параграфе, где говорилось об уравнительных обмотках машин постоянного тока, для шагов по пазам у параллельно работающих обмоток были выведены следующие условия:

$$y_{d_1}' \pm y_{d_1}'' = 2(\varepsilon' \pm \varepsilon'')\, Q , \quad y_{d_2}' \pm y_{d_2}'' = 0 ,$$

справедливые для нормальных уравнительных обмоток; причем знак + относится к обмоткам противоположного обхода, а знак — к обмоткам согласного обхода. В нашем случае имеются две петлевые составляющие обмотки, у которых $\varepsilon' = \varepsilon'' = 0$, и тогда приведенное выше условие упростится и примет вид:

$$y_{d_1}' \pm y_{d_2}'' = 0 ; \quad y_{d_2}' \pm y_{d_2}'' = 0 . \tag{5-1}$$

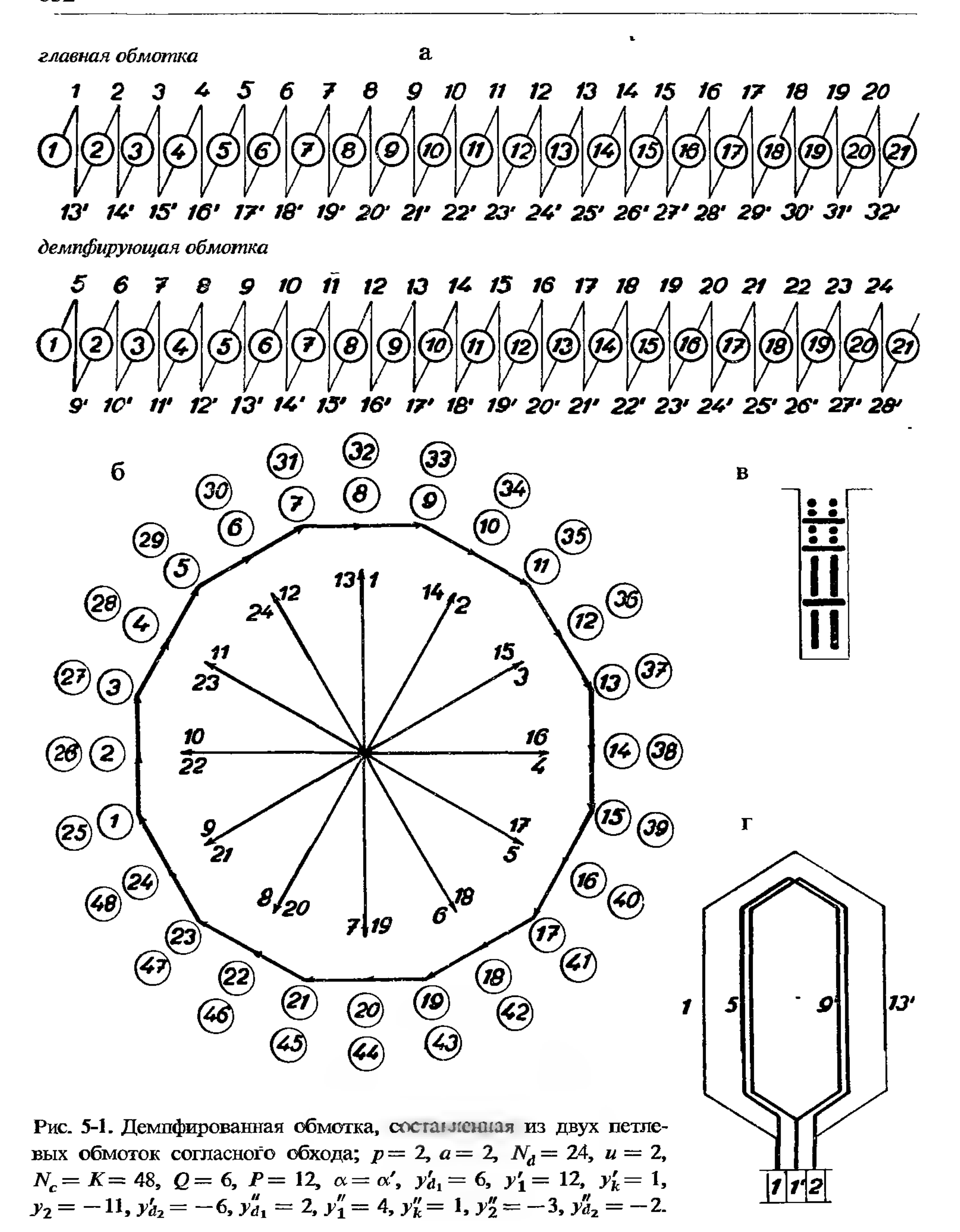


Рис. 5-1. Демпфированная обмотка, составленная из двух петлевых обмоток согласного обхода; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 24$, $u = 2$, $N_c = K = 48$, $Q = 6$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$, $y'_{d_1} = 6$, $y'_1 = 12$, $y'_k = 1$, $y_2 = -11$, $y'_{d_2} = -6$, $y''_{d_1} = 2$, $y''_1 = 4$, $y''_k = 1$, $y''_2 = -3$, $y''_{d_2} = -2$.

Если главная обмотка имеет полный шаг, т. е. $y'_{d_1} = \pm Q$, то у нормальной уравнительной обмотки шаг второй составляющей обмотки будет $y'''_{d_1} = \mp Q$.

У демпфированной обмотки возьмем шаг, укороченный до $\frac{1}{3}$ полюсного деления, и тогда $y''_{d_1} = \mp Q/3$ и такая обмотка будет иметь удвоенное число

витков при условии, что э. д. с. обеих составляющих обмоток находятся в равновесии. В таком случае секции главной и соответствующей демпфирующей обмотки по возможности коаксиальны. Потенциальные многоугольники обеих обмоток при этих условиях совпадают.

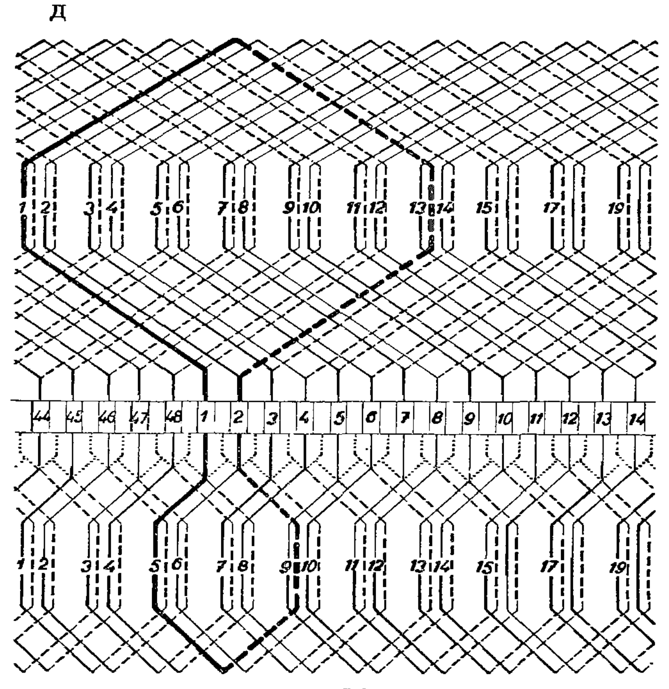


Рис. 5-1д.

Часто такие условия не могут быть полностью выполнены. Так например, может встретиться такой случай, когда число пазов на полюс не делится на три, или же главную обмотку требуется выполнить с укороченным шагом. Тогда уравнения (3-3) и (5-1) не могут быть полностью удовлетворены и мы вынуждены прибегнуть к неуравновешенным обмоткам, у которых между напряжениями составляющих обмоток появится определенная разность. В таких случаях образуются уравнительные токи; тем не менее, при соответствующем выполнении, неуравновешенные обмотки могут быть более выгодными при соблюдении условий, указанных в параграфе 3. г). Для неуравновешенных обмоток имеем

$$'N'' \leqq 'N' \frac{\kappa_k'}{\kappa_k''}, \tag{5-2}$$

где $'N'$ — число проводников главной обмотки, κ_k' — соответствующий коэффициент шага, $'N''$ — число проводников демпфирующей обмотки, κ_k'' — соответствующий коэффициент шага.

Такие обмотки относительно легко выполнимы, однако их недостаток заключается в том что они не обладают уравнительными свойствами, и потому следует их либо снабдить уравнительными соединениями, либо применить особую уравнительную обмотку. Однако, недостатком такого варианта является плохое использование места в пазах и недостаточное охлаждение машины.

Приведем некоторые примеры таких обмоток.

а) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, СОСТАВЛЕННАЯ ИЗ ДВУХ ПЕТЛЕВЫХ ОБМОТОК (рис. 5-1)

Для этого случая имеет место:

$$y'_{d_1} - y''_{d_1} = 0\,, \quad y'_{d_2} - y''_{d_2} = 0\,.$$

Пусть обмотка имеет данные:

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 24\,, \quad Q = 6\,, \quad u = 2\,, \quad 'N = 96\,, \quad N_c = K = 48\,.$$

Для главной обмотки возьмем:

$$y'_{d_1} = 6\,, \quad y'_k = +\frac{a}{p} = 1\,, \quad y'_1 = 6\,.\,2 = 12\,, \quad y'_2 = 1 - 12 = -11\,, \quad y'_{d_2} = -6\,.$$

У демпфирующей обмотки укоротим первый шаг по пазам до одной трети:

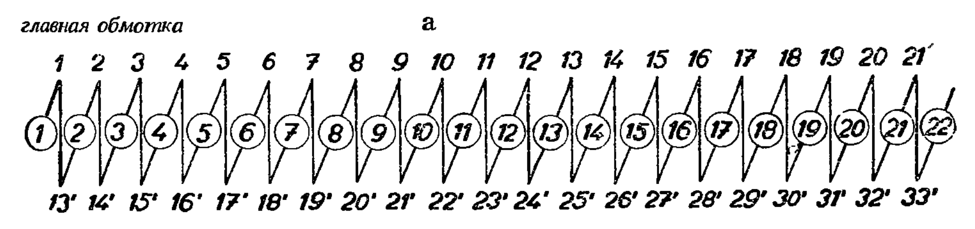
$$y''_{d_1} = 2\,, \quad y''_k = 1\,, \quad y''_1 = 2\,.\,2 = 4\,, \quad y''_2 = 1 - 4 = -3\,, \quad y''_{d_2} = -2\,.$$

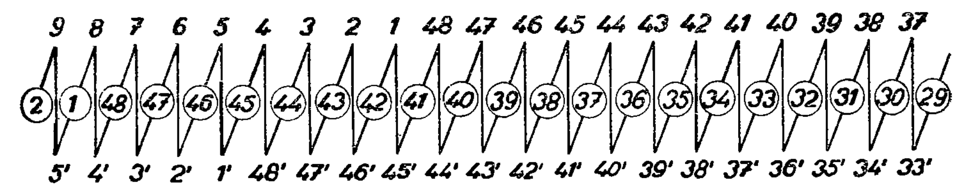
Кроме того для потенциального многоугольника определим число лучей звезды:

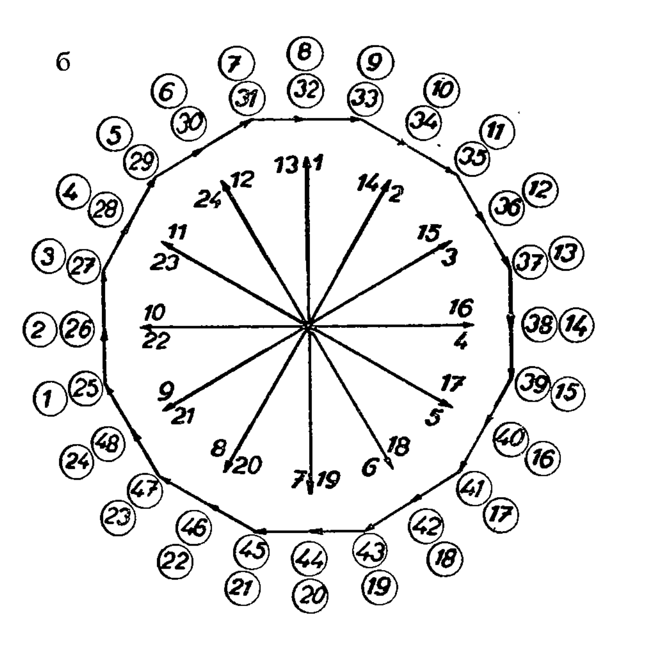
$$F = \frac{24}{2} = 12\,, \quad \alpha' = \frac{360^\circ}{12}\,, \quad \alpha = \frac{360^\circ}{24}\,2 = \alpha'\,.$$

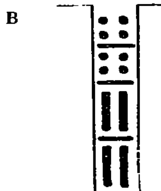
Вспомогательная схема показана на рис. 5-1а. Нумерацию демпфирующей обмотки на рис. 5-1а можно провести на основании рис. 5-1г, на котором изображена секция главной обмотки со сторонами 1-13′, и в нее занесена секция демпфирующей обмотки со сторонами 5-9′. Эти номера определяются исходя из того, что шаг демпфирующей обмотки равняется одной трети шага главной обмотки. Так как $y'_1 = 12$, то передняя сторона демпфирующей обмотки будет смещена на $\frac{12}{3} = 4$ стороны относительно соответствующей стороны главной обмотки, т. е. $1 + 4 = 5$; и тогда первая пластина будет присоединена к стороне 5. Задняя сторона $5 + 4 = 9'$ будет присоединена к пластине 2.

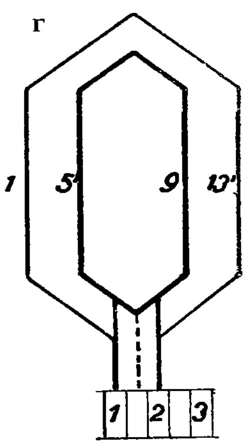
На рис. 5-1б показан потенциальный многоугольник этой обмотки. Лучи звезды векторов нумерованы по пазам, номера в кружках вокруг многоугольника обозначают пластины. Оба потенциальных многоугольника совпадают и обмотка вполне уравновешена. На рис. 5-1в показан разрез паза, где главная

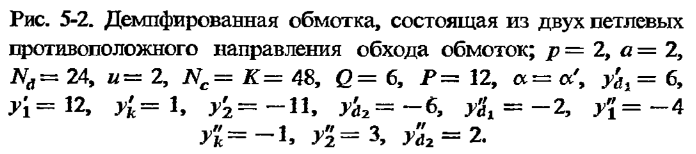











Рис. 5-2. Демпфированная обмотка, состоящая из двух петлевых противоположного направления обхода обмоток; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 24$, $u = 2$, $N_c = K = 48$, $Q = 6$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$, $y'_{d_1} = 6$, $y'_1 = 12$, $y'_k = 1$, $y'_2 = -11$, $y'_{d_2} = -6$, $y''_{d_1} = -2$, $y''_1 = -4$ $y''_k = -1$, $y''_2 = 3$, $y''_{d_2} = 2$.

обмотка размещена внизу, а демпфирующая-наверху. Так как последняя имеет удвоенное число витков, то средние точки секций можно вывести к вставленным пластинам, как видно на пластине *1'*, лежащей между пластинам *1* и *2* на рис. 5-1г. В таком случае коллектор будет иметь удвоенное число пластин. Часть схемы обмотки показана на рис. 5-1д.

б) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДВУХ ПЕТЛЕВЫХ ОБМОТОК ПРОТИВОПОЛОЖНОГО ОБХОДА, (рис. 5-2)

Рассмотренная выше обмотка может быть выполнена и путем применения двух составляющих обмоток, одной правой и другой левой, где для обмотки с полным шагом имеем:

$$y'_{d_1} + y''_{d_1} = 0\,, \quad y'_{d_2} + y''_{d_2} = 0\,.$$

д

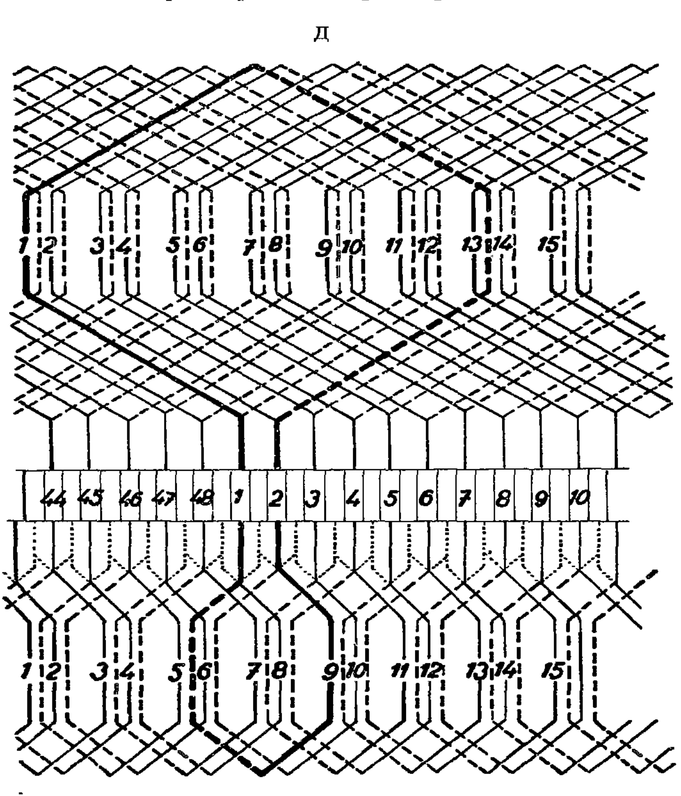


Рис. 5-2.

Пусть данные обмотки будут:

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 24\,, \quad Q = 6\,, \quad u = 2\,, \quad 'N = 96\,, \quad N_d = K = 48\,.$$

Главная обмотка имеет:

$$y'_{d_1} = 6\,, \quad y'_k = \frac{a}{p} = 1\,, \quad y'_1 = 6\,.\,2 = 12\,, \quad y'_2 = 1 - 12 = -11\,, \quad y'_{d_2} = -6\,.$$

Демпфирующая обмотка имеет укороченный пазовый шаг, равный одной трети шага y'_{d_1}; согласно (5-1) будет:

$$y''_{d_1} = -2\,, \quad y''_k = -\frac{a}{p} = -1\,, \quad y''_1 = -2\,.\,2 = -4\,,$$

$$y''_2 = -1 + 4 = 3\,, \quad y''_{d_2} = 2\,.$$

И здесь соответсвующая звезда векторов имеет

$$P = 12 \quad \text{лучей}\,, \quad \alpha = \alpha'\,.$$

Схема такой обмотки показана на рис. 5-2а. Включение демпфирующей обмотки найдем либо из потенциального многоугольника, либо непосредственно, определяя порядковый номер передней и задней стороны одной секции (см. рис. 5-2г). Так как шаг такой обмотки отвечает одной трети шага главной обмотки и обмотка при этом с обратными направлениями обхода, то номер передней стороны первой секции будет

$$1 + 2\,.\,4 = 9$$

и номер задней стороны

$$1 + 4 = 5'\,.$$

Причем передняя сторона номер 9 будет соединена с пластиной *2*, а задняя сторона номер *5'* – с пластиной *1*. Нумерация осуществляется тогда справа налево. Аналогично, как и ранее, от секций демпфирующей обмотки можно вывести ответвления к вставленным пластинам и, таким образом, удвоить число пластин коллектора. На рис. 5-2в показан разрез паза. Потенциальный многоугольник построен на рис. 5-2б и часть схемы обмотки начерчена на рис. 5-2д.

в) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДВУХ ПЕТЛЕВЫХ ОБМОТОК СОГЛАСНОГО НАПРАВЛЕНИЯ ОБХОДА, С УКОРОЧЕННЫМ ШАГОМ

Часто демпфированную обмотку желательно выполнить с укороченным шагом. Такие обмотки, как известно, подавляют высшие гармоники, как например, пятую и седьмую, и могут быть выполнены по принципу короткозамкнутых

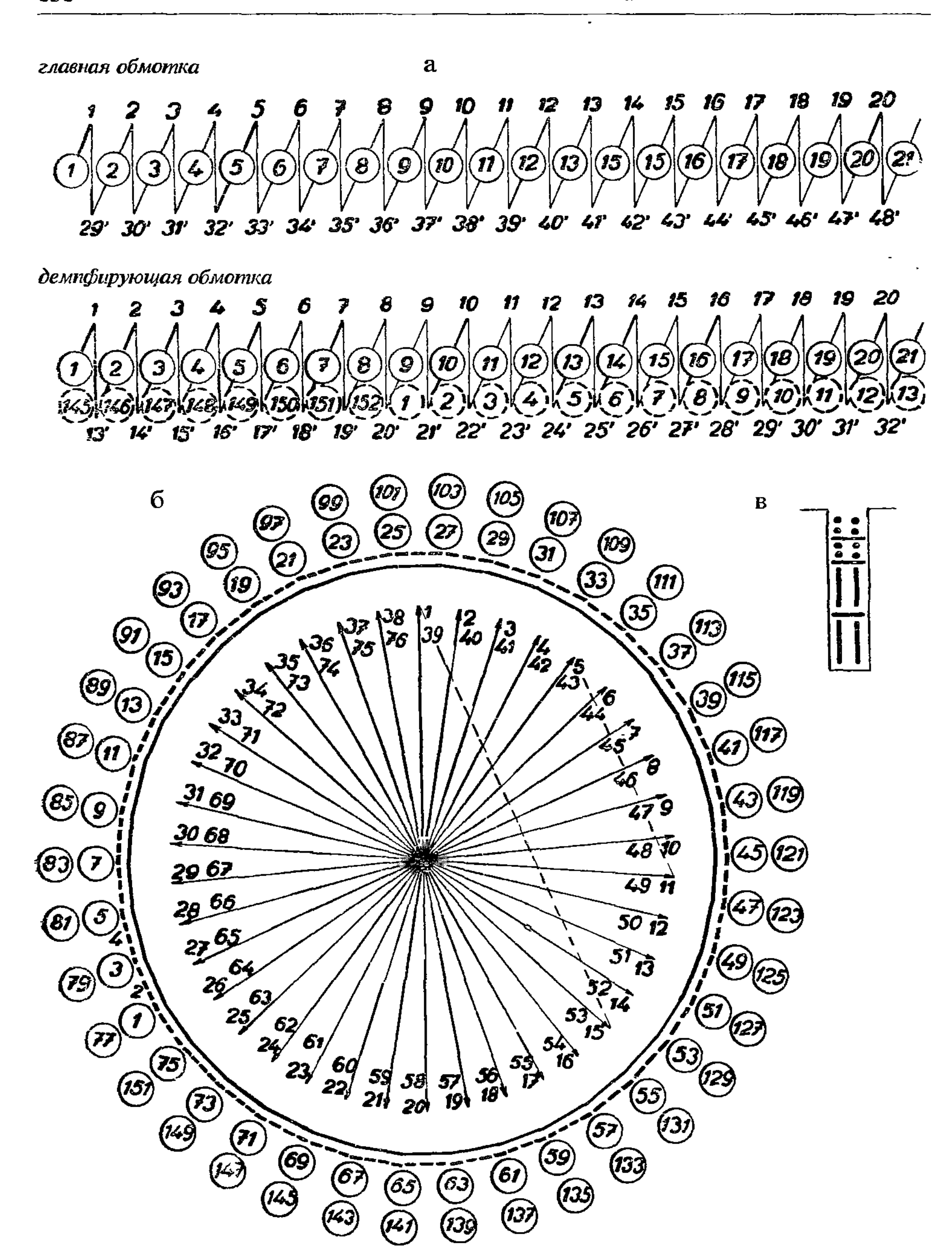


Рис. 5-3. Демпфированная обмотка, состоящая из двух петлевых обмоток согласного обхода с укороченным шагом; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 76$, $u = 2$, $N_c = K = 152$, $Q = 19$, $P = 38$, $\alpha = \alpha'$, $y'_{d1} = 14$, $y'_1 = 28$, $y'_k = 1$, $y'_2 = -27$, $y''_{d1} = 6$, $y''_1 = 12$, $y''_k = 1$, $y''_2 = -11$.

обмоток, у которых коммутируемые секции распределены по возможности по всем пазам.

В качестве примера приведем обмотку с составляющими согласного обхода с данными (рис. 5-3):

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 76\,, \quad Q = 19\,, \quad u = 2\,, \quad 'N = 304\,,$$
$$N_c = K = 152\,, \quad P = 38\,, \quad \alpha = \alpha'\,.$$

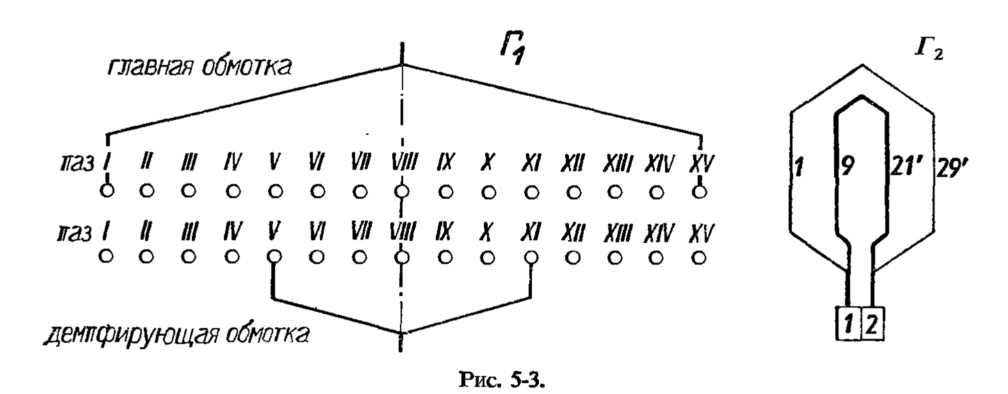


Рис. 5-3.

Главная обмотка имеет укороченный шаг:

$$y'_{d_1} = 14\,, \quad y'_k = \frac{a}{p} = 1\,, \quad y_1 = 14 \,.\, 2 = 28\,, \quad y'_2 = 1 - 28 = -27\,, \quad y'_{d_2} = -14\,.$$

Демпфирующая обмотка имеет весьма укороченный шаг, величина которого следует из выражения:

$$\eta = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin\left(90^\circ\frac{14}{19}\right)\right] = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin 66^\circ 18' 57''\right].$$

После вычисления получим:

$$\eta = 54^\circ 30'\,.$$

Шаг, выраженный в пазах, будет отвечать выражению:

$$y''_{d_1} = 19\,\frac{54^\circ 30'}{180^\circ} = 5{,}77 \Rightarrow 6 \text{ пазов}\,,$$

остальные данные демпфирующей обмотки будут:

$$y''_1 = 6 \,.\, 2 = 12\,, \quad y''_k = 1\,, \quad y''_2 = 1 - 12 = -11\,, \quad y''_{d_2} = -6\,.$$

Обмотка неуравновешенная и соответствующие разности электродвижущих сил

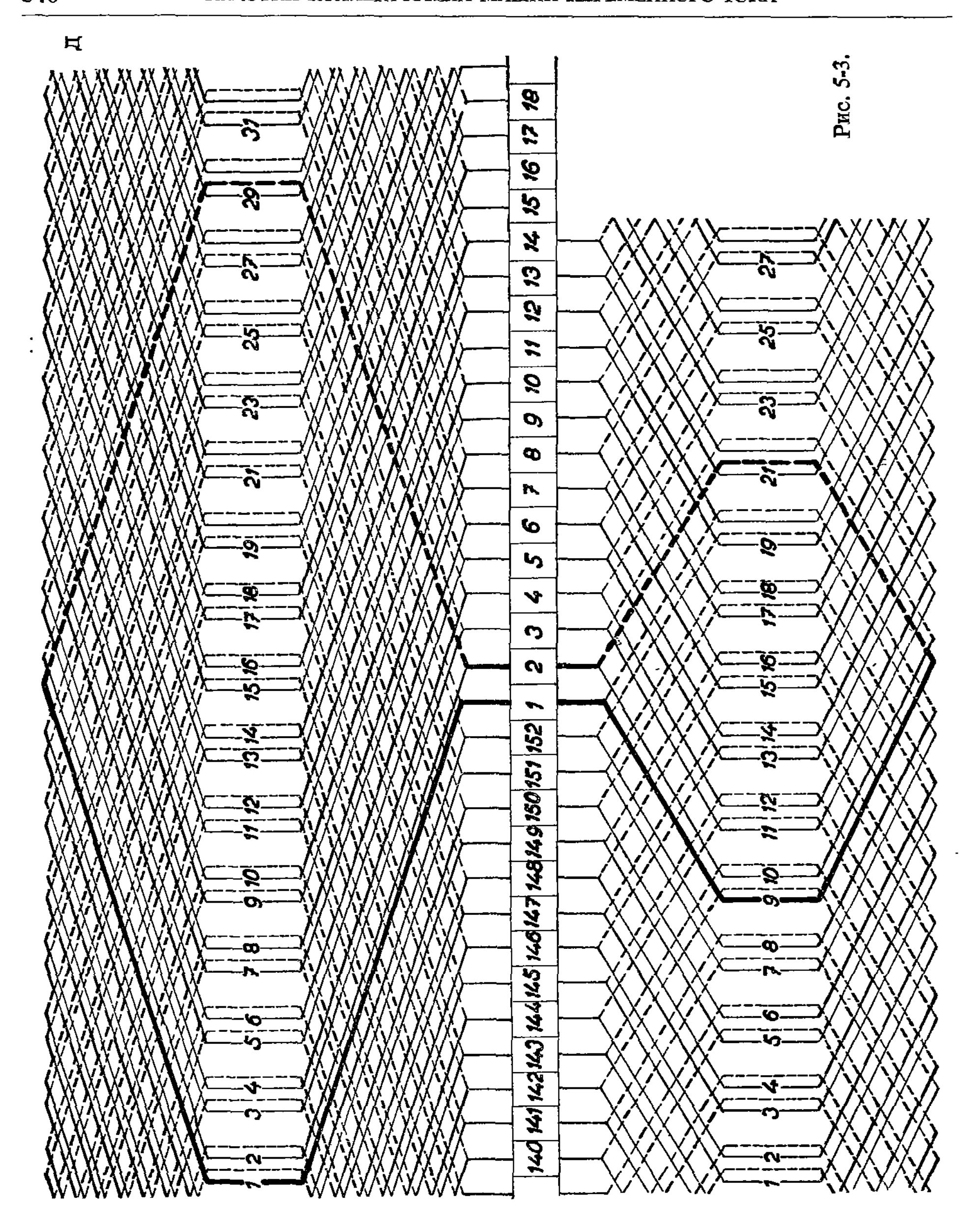


Рис. 5-3.

определяются, если нам известны коэффициенты шагов обеих обмоток. Главная обмотка будет иметь:

$$\kappa'_k = \sin 66°18'57'' = 0{,}91578$$

и демпфирующая обмотка:

$$\kappa''_k = \sin\left(90° \frac{6}{19}\right) = \sin 28°25'16'' = 0{,}47588\,.$$

Разность электродвижущих сил между обеими обмотками будет:

$$\chi = \frac{2 \,.\, 0{,}47588 - 0{,}91578}{0{,}91578} 100\% = 3{,}93\%,$$

что вполне допустимо.

Далее необходимо убедиться в выполнимости обмотки. На рис. 5-3г$_1$ показано расположение секций в одном секционном шаге главной обмотки и положение секционного шага демпфирующей обмотки. Секционный шаг главной обмотки дается пазами *I—XV* и секция имеет общую ось с демпфирующей секцией, лежащей в пазах *V—XI*. Обе секции имеют общие пластины *1—2* (рис. 5-3г$_2$).

На рис. 5-3а показаны вспомогательные схемы главной и демпфирующей обмотки. Пластины демпфирующей обмотки перенумеруются по эскизу на рис. 5-3г$_2$. На рис. 5-3б показаны потенциальные многоугольники обеих обмоток. Внутренний — принадлежит главной обмотке и внешний — демпфирующей обмотке. Расположение проводников в пазу начерчено на рис. 5-3в.

Вследствие того, что демпфирующая обмотка обладает большей противодействующей э-движущей силой, чем главная обмотка, такая обмотка будет хуже коммутировать при высоких скоростях вращения. Часть схемы обмотки показана на рис. 5-3д.

6. ДЕМПФИРОВАННЫЕ ОБМОТКИ, СОСТАВЛЕННЫЕ ИЗ ПЕТЛЕВОЙ И ВОЛНОВОЙ ОБМОТОК

Как уже было сказано, демпфированные обмотки, составленные из двух петлевых обмоток, требует наличия либо уравнительных соединений, либо уравнительных обмоток. С этой точки зрения являются существенно более выгодными уравнительные демпфированные обмотки, состоящие из петлевой и волновой обмоток, одна из которых играет роль демпфирующей обмотки.

Такие обмотки могут быть выведены из нормальных уравнительных обмоток постоянного тока, приведенных в табл. 17-1 ÷ 17-4. В параграфе 9 (глава I) были выведены условия для таких обмоток:

$$y'_{d_1} \pm y''_{d_1} = 2(\varepsilon' \pm \varepsilon'')\,Q\,, \quad y'_k \pm y''_k = \frac{K}{p}\,, \quad y'_{d_2} \pm y''_{d_2} = 0\,.$$

При параллельном включении петлевой и волновой обмоток имеем:

$$\varepsilon' = 0\,, \quad \varepsilon'' = \pm 1\,,$$

так что приведенные выше выражения приобретают вид:

$$y'_{d_1} \pm y''_{d_1} = \pm 2Q\,, \quad y'_k \pm y''_k = \frac{K}{p}\,, \quad y'_{d_2} \pm y''_{d_2} = 0\,. \qquad (6\text{-}1)$$

Соответствующая демпфирующая обмотка получается путем укорочения шага одной из составляющих обмоток до одной трети полюсного деления, т. е. $Q/3$, где Q — число пазов на полюс. Более целесообразным является укорочение шага у петлевой обмотки, при сохранении волновой обмотки в качестве главной, так как последняя лучше выравнивает напряжения между эквипотенциальными точками обмотки якоря.

Демпфированная уравновешенная обмотка легко выполнима в том случае, когда число пазов на полюс Q делится на три. Такая обмотка, кроме того, имеет то достоинство, что она без затруднений может быть применена для трехфазных двигателей типа Шраге.

С целью исключения нежелательных гармоник, обмотка может быть также выполнена с незначительно укороченным шагом главной обмотки. В таком случае число пазов в якоре, далее пазовый шаг и эвентуально число витков на пластину следует целесообразно подобрать. Такие обмотки обычно не уравновешены, тем не менее они имеют то достоинство, что не требуют особых уравнительных соединений, так как волновая обмотка сама по себе уже выполняет такую функцию. Приведем некоторые примеры таких обмоток.

а) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ДЕМПФИРУЮЩЕЙ-ПЕТЛЕВОЙ И ГЛАВНОЙ ВОЛНОВОЙ ОБМОТОК СОГЛАСНОГО ОБХОДА (рис. 6-1)

Рассчитаем обмотку со следующими данными:

$$p = 3\,, \quad a = 3\,, \quad N_d = 36\,, \quad Q = 6\,, \quad u = 2\,, \quad 'N = 144\,, \quad N_c = K = 72\,,$$

$$P = \frac{36}{3} = 12\,, \quad \alpha = \alpha'\,.$$

Исходим из уравнительной лягушечьей обмотки, петлевая обмотка которой отвечает условиям:

$$y''_{d_1} = -6\,, \quad y''_k = 1\,, \quad y''_1 = -6\,.\,2 = -12\,, \quad y''_2 = 1 + 12 = 13\,,$$

$$y''_{d_2} = 7\,, \quad y_p = \frac{72}{3} = 24\,,$$

и волновая — условиям:

$$y'_{d_1} = 6\,, \quad y'_k = \frac{72 + 3}{3} = 25\,, \quad y'_1 = 6\,.\,2 = 12\,, \quad y'_2 = 25 - 12 = 13\,,$$

$$y'_{d_2} = 7\,.$$

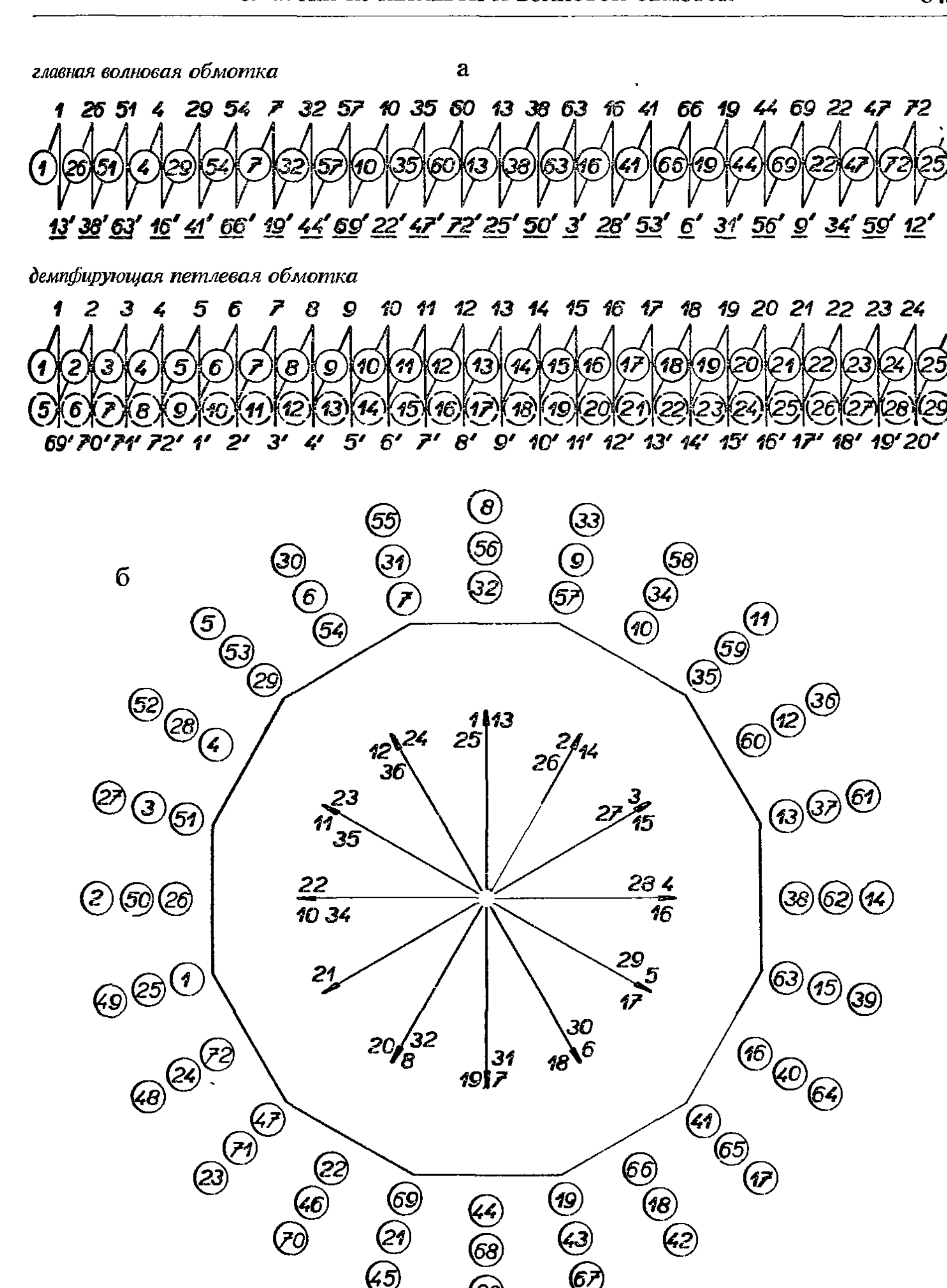
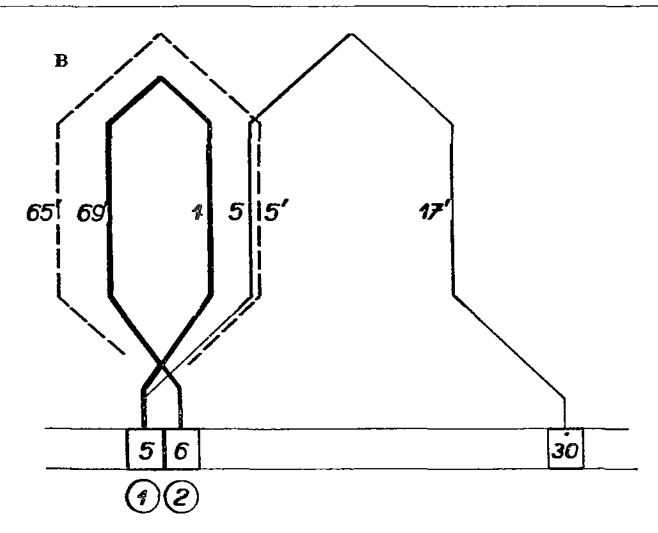


Рис. 6-1. Демпфированная обмотка, состоящая из главной волновой и демпфирующей петлевой обмоток, согласного обхода; $p=3$, $a=3$, $N_d=36$, $u=2$, $N_c=K=72$, $Q=6$, $P=12$, $\alpha=\alpha'$, $y'_{d_1}=-2$, $y'_1=-4$, $y'_k=1$, $y'_2=5$, $y''_{d_1}=6$, $y''_1=12$, $y''_k=25$, $y''_2=13$.



г

Рис. 6-1.

В качестве демпфирующей обмотки возьмем петлевую обмотку и ее шаг укоротим до одной трети полюсного деления, причем число ее витков удвоим:

$$y''_{d_1} = -2\,, \quad y''_k = 1\,, \quad y''_1 = -2\,.\,2 = -4\,, \quad y''_2 = 1 + 4 = 5\,.$$

Первоначальная лягушечья обмотка удовлетворяет условиям (6-1). Вспомогательные схемы составляющих обмоток показаны на рис. 6-1а. Потенциаль-

ный многоугольник волновой обмотки показан на рис. 6-1б. Нумерацию пластин петлевой обмотки по рис. 6-1в приспособим для этой обмотки. С этой целью начертим секцию петлевой демпфирующей обмотки, у которой передняя сторона обозначена номером 1 и задняя — номером *69′*; секция присоединена к пластинам *1* и *2*. Обмотка — перекрещивающаяся. К этой секции присоединим первоначальную секцию с неукороченным шагом со сторонами *5* и *65′*. Далее начертим и волновую обмотку со сторонами *5* и *17′* и соответственно перенумеруем пластины петлевой демпфирующей обмотки. Пластина номер *5* соответствует передней стороне номер 5 волновой секции и пластина номер *30* — задней стороне. Из этого следует, что порядковые номера пластин петлевой обмотки следует увеличить на четыре, как показано на рис. 6-1а. Новая нумерация приведена под первоначальными номерами пластин. Потенциальный многоугольник на рис. 6-1б отвечает также и демпфирующей обмотке, так что оба многоугольника совпадают. Конструкционная схема такой обмотки показана на рис. 6-1г. Главная волновая обмотка изображена в верхней части рисунка, а демпфирующая петлевая обмотка изображена в нижней части.

б) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ГЛАВНОЙ ВОЛНОВОЙ ОБМОТКИ И ДЕМПФИРУЮЩЕЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКИ ПРОТИВОПОЛОЖНОГО НАПРАВЛЕНИЯ ОБХОДА (рис. 6-2)

Рассмотренную выше обмотку можно выполнить с противоположным направлением обхода. Данные такой обмотки:

$$p = 3\,,\quad a = 3\,,\quad N_d = 36\,,\quad Q = 6\,,\quad u = 2\,,\quad 'N = 144\,,$$
$$N_c = K = 72\,,\quad P = 12\,,\quad \alpha = \alpha'\,.$$

Можно легко убедиться, что обмотка удовлетворяет условиям (6-1). Петлевая обмотка имеет данные:

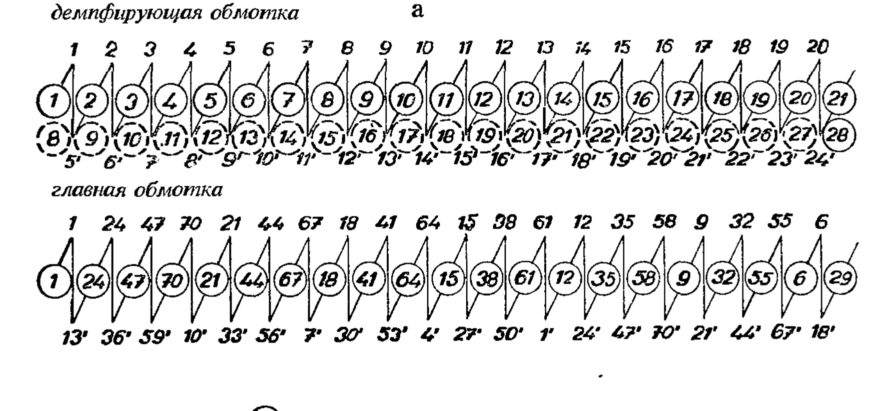
$$y''_{d_1} = 6\,,\quad y''_k = 1\,,\quad y''_1 = 6\,.\,2 = 12\,,\quad y''_2 = 1 - 12 = -11\,,$$
$$y''_{d_2} = -6\,,\quad y_p = \frac{72}{3} = 24$$

и волновая:

$$y'_{d_1} = 6\,,\quad y'_k = \frac{72-3}{3} = 23\,,\quad y'_1 = 6\,.\,2 = 12\,,\quad y'_2 = 23 - 12 = 11\,,$$
$$y'_{d_2} = 6\,.$$

Петлевая обмотка будет демпфирующей, а потому ее шаг укоротим до одной трети полюсного деления и одновременно возьмем удвоенное число витков:

$$y''_{d_1} = 2\,,\quad y''_k = 1\,,\quad y''_1 = 2\,.\,2 = 4\,,\quad y''_2 = 1 - 4 = -3\,,\quad y''_{d_2} = -2\,.$$



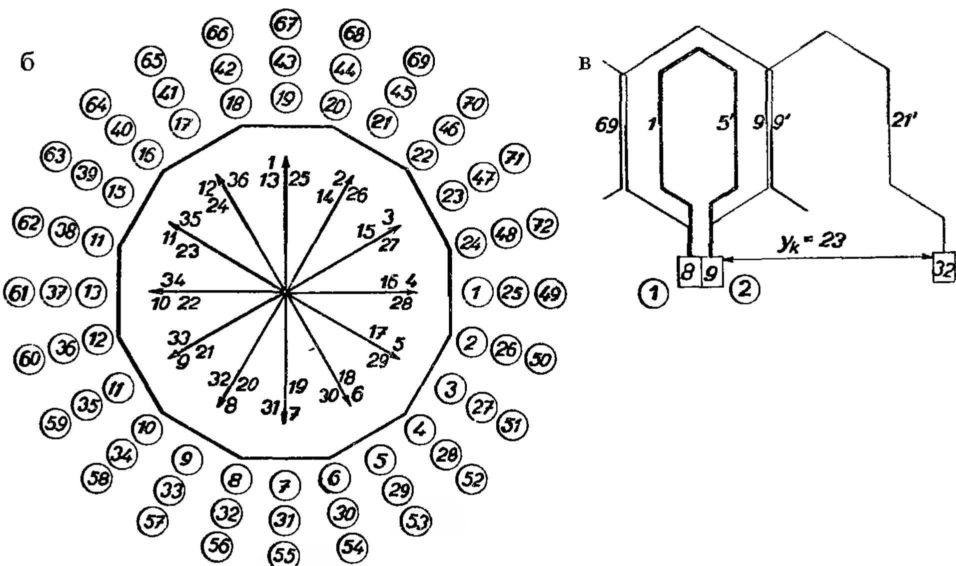
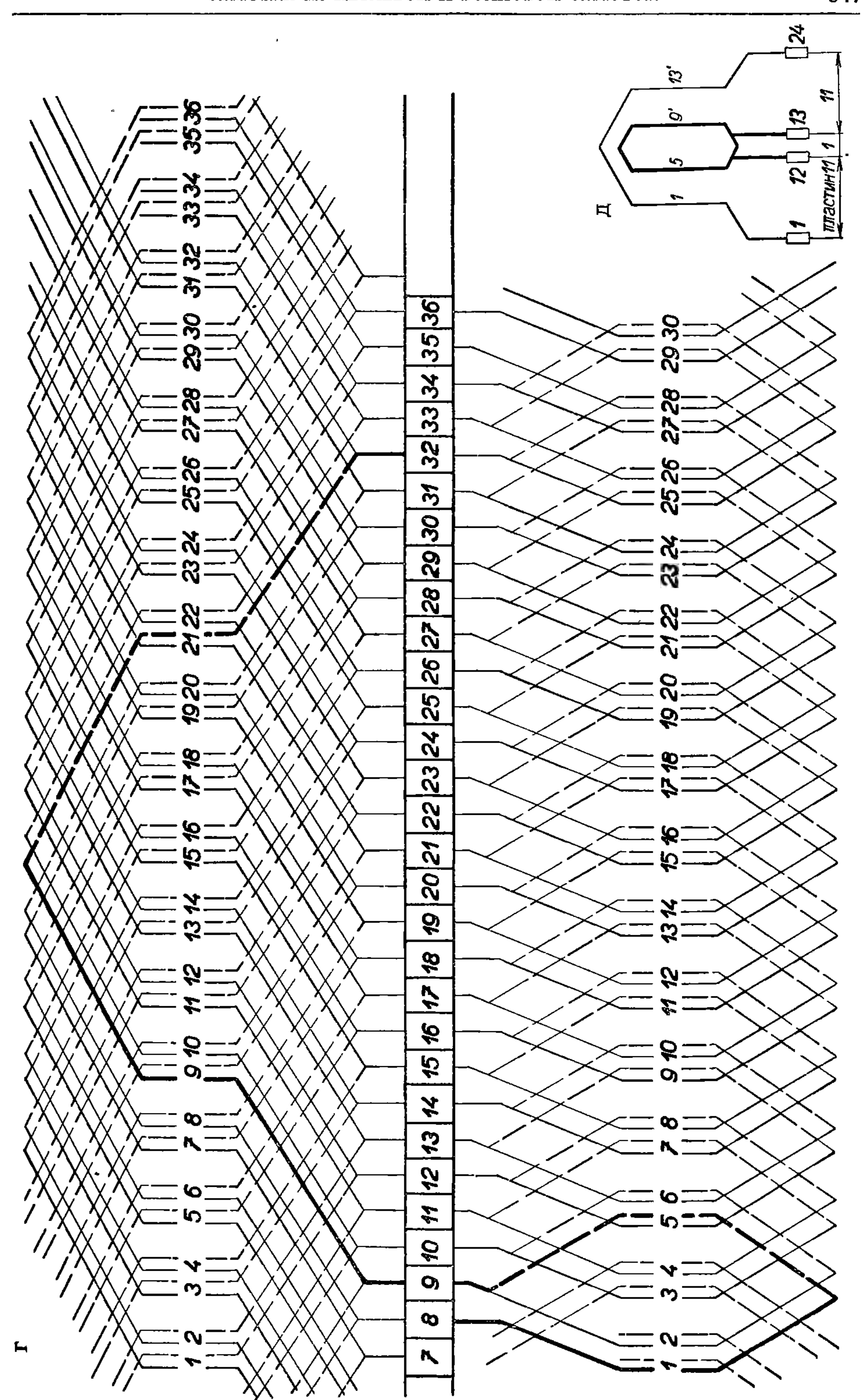


Рис. 6-2. Демпфированная обмотка состоящая из главной волновой и демпфирующей петлевой обмоток, противоположного направления обхода; $p = 3$, $a = 3$, $N_d = 36$, $u = 2$, $N_c = K = 72$, $Q = 6$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$, $y''_{d_1} = 2$, $y''_1 = 4$, $y''_k = 1$, $y''_2 = -3$, $y''_{d_2} = -2$, $y'_{d_1} = 6$, $y'_1 = 12$, $y'_k = 23$, $y'_2 = 11$, $y'_{d_2} = 6$.

Схемы составляющих обмоток показаны на рис. 6-2а. Потенциальный многоугольник волновой обмотки показан на рис. 6-2б. Конструкционная схема начерчена на рис. 6-2г. Взаимное соединение секций выполним согласно рис. 6-2в следующим образом: сначала к демпфирующей секции со сторонами *1–5'* и пластинами *1–2* причертим первоначальную секцию с неукороченным шагом и определим ее стороны согласно соотношению:

$$72 + 1 - 4 = 69\,, \quad 5 + 4 = 9'\,, \quad \frac{uQ}{3} = 4\,.$$


Г
Д
пластин 11
9'
13'
5
1
1
12
13
24
11
1

Если номера ее сторон известны, то схему дополним волновой секцией со сторонами *9—21′* и пластинами *9—32*. В соответствии с этим, первоначальные номера пластин демпфирующей обмотки увеличим на семь. И тогда пластина номер *1* будет иметь новый номер *8*, пластина номер *2* будет иметь номер *9* и т. д.

Правильность перенумерации можно проверить по потенциальному многоугольнику на рис. 6-2б. Многоугольник демпфирующей обмотки совпадает с многоугольником волновой обмотки.

Перенумерация пластин может быть осуществлена также способом, указанным на рис. 6-2д.

Начертим секцию волновой обмотки со сторонами *1—13′* и с пластинами *1—24*. Секция демпфирующей обмотки с шагом $y'_{d_1} = Q/3 = 4$ и со сторонами $1 + 4 = 5$ и $5 + 4 = 9'$ лежит в одной оси с секцией волновой обмотки. Волновая секция имеет шаг по коллектору $y'_k = 23$, а петлевая $y''_k = 1$. Между передними пластинами волновой и петлевой обмоток будет шаг:

$$\frac{23 - 1}{2} = 11$$

аналогично это справедливо и для задних пластин этих обмоток. Номер передней пластины у петлевой обмотки будет

$$1 + 11 = 12$$

и у задней пластины

$$12 + 1 = 13\,.$$

Таким образом шаг между задними пластинами составляющих обмоток отвечает 11 и тогда

$$13 + 11 = 24\,.$$

И здесь из этого следует, что номера пластин петлевой обмотки следует увеличить на семь так, как это было выведено ранее.

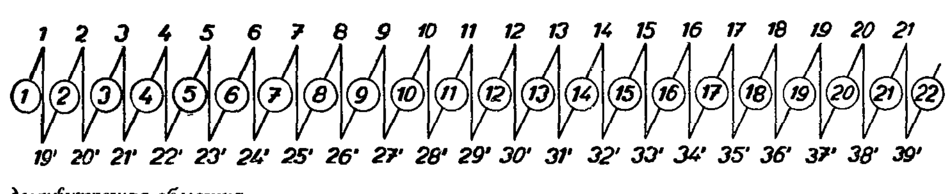
в) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ГЛАВНОЙ ПЕТЛЕВОЙ И ДЕМПФИРУЮЩЕЙ ВОЛНОВОЙ ОБМОТОК, СОГЛАСНОГО ОБХОДА (рис. 6-3)

Демпфированные обмотки, состоящие из главной обмотки петлевой и демпфирующей волновой обмотки, менее выгодны. Приведем пример такой обмотки:

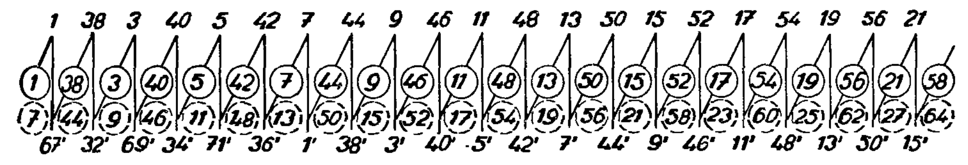
$$p = 2\,,\quad a = 2\,,\quad N_d = 24\,,\quad u = 3\,,\quad 'N = 144\,,\quad N_c = K = 72\,,$$

$$P = 12\,,\quad \alpha = \alpha'\,.$$

главная обмотка а



демпфирующая обмотка



б

в

Рис. 6-3. Демпфированная обмотка, состоящая из главной петлевой и демпфирующей волновой обмоток, согласного обхода; $p = 2$, $a = 2$, $N_d = 24$, $u = 3$, $N_c = K = 72$, $Q = 6$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$, $y'_{d1} = 6$, $y'_1 = 18$, $y'_k = 1$, $y'_2 = -17$, $y'_{d1} = -6$, $y''_{d1} = -2$, $y''_1 = -6$, $y''_k = 37$, $y''_2 = 43$, $y''_{d2} = 15$.

Петлевая обмотка имеет данные:

$$y'_{d1} = 6, \quad y'_k = 1, \quad y'_1 = 6 \cdot 3 = 18, \quad y'_2 = 1 - 18 = -17,$$

$$y_p = \frac{72}{2} = 36, \quad y''_{d2} = -6.$$

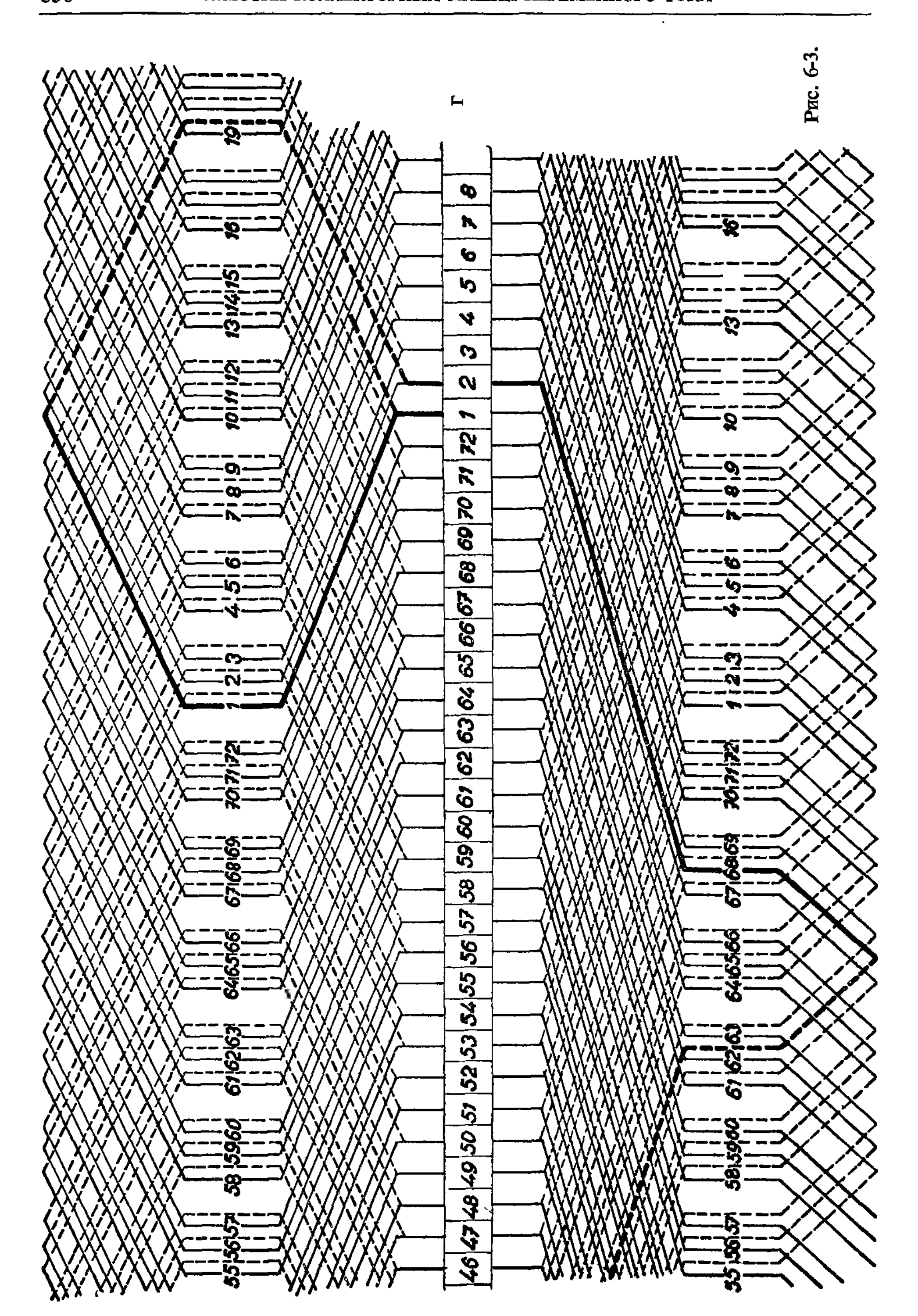

Г
46 47 48 49 50 51 52 53 54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64 65 66 67 68 69 70 71 72 1 2 3 4 5 6 7 8

Рис. 6-3.

Демпфирующая волновая обмотка имеет шаг, укороченный до одной трети полюсного деления, и удовлетворяет следующим условиям:

$$y''_{d_1} = -2\,, \quad y''_k = \frac{72+2}{2} = 37\,, \quad y''_1 = -2\,.\,3 = -6\,,$$

$$y''_2 = 37 + 6 = 43\,, \quad y''_{d_2} = 15\,.$$

Основная обмотка удовлетворяет условиям (6-1).

Вспомогательные схемы составляющих обмоток показаны на рис. 6-3а. На рис. 6-3б представлен потенциальный многоугольник, на рис. 6-3в — параллельное включение секций составляющих обмоток. Конструкционная схема показана на рис. 6-3г. Пластины волновой обмотки перенумеруем следующим образом (рис. 6-3в): начертим секцию петлевой обмотки со сотронами *1—19'* и с пластинами *1—2*, далее причертим секцию волновой обмотки с полным шагом, со сторонами 2—*56'* и с пластинами *2—37*. Секция демпфирующей обмотки имеет шаг, укороченный до одной трети полюсного деления, причем ее стороны имеют номера *68—62'*; секция присоединена к пластинам *2—37*. Так как пластина *2* в этой секции присоединена к передней стороне секции демпфирующей обмотки *68*, то из этого следует, что номера пластин волновой обмотки следует увеличить на 72 + 2 — 68 = 6 пластин. Исправленные номера пластин приведены на рис. 6-3а под первоначальными номерами пластин. О правильности перенумерации убедимся из потенциального многоугольника на рис. 6-3б. Многоугольник, отвечающий волновой обмотке, совпадает с многоугольником основной обмотки.

Недостаток такой обмотки заключается в том, что выравнивание потенциала между эквипотенциальными точками осуществляется через секции волновой обмотки с большим импеданцом.

г) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ГЛАВНОЙ ПЕТЛЕВОЙ И ДЕМПФИРУЮЩЕЙ ВОЛНОВОЙ ОБМОТОК, ПРОТИВОПОЛОЖНОГО ОБХОДА (рис. 6-4)

Приведенная выше обмотка может быть выполнена и в виде составляющих обмоток с противоположным направлением обхода.

Данные такой обмотки будут:

$$p = 2\,, \quad a = 2\,, \quad N_d = 24\,, \quad Q = 6\,, \quad u = 3\,, \quad 'N = 144\,,$$

$$N_c = K = 72\,, \quad P = 12\,, \quad \alpha = \alpha'\,.$$

Главная петлевая обмотка имеет данные:

$$y'_d = 6\,, \quad y'_k = 1\,, \quad y'_1 = 6\,.\,3 = 18\,, \quad y'_2 = 1 - 18 = -17\,,$$

$$y_p = \frac{72}{2} = 36\,, \quad y'_{d_2} = -6\,.$$

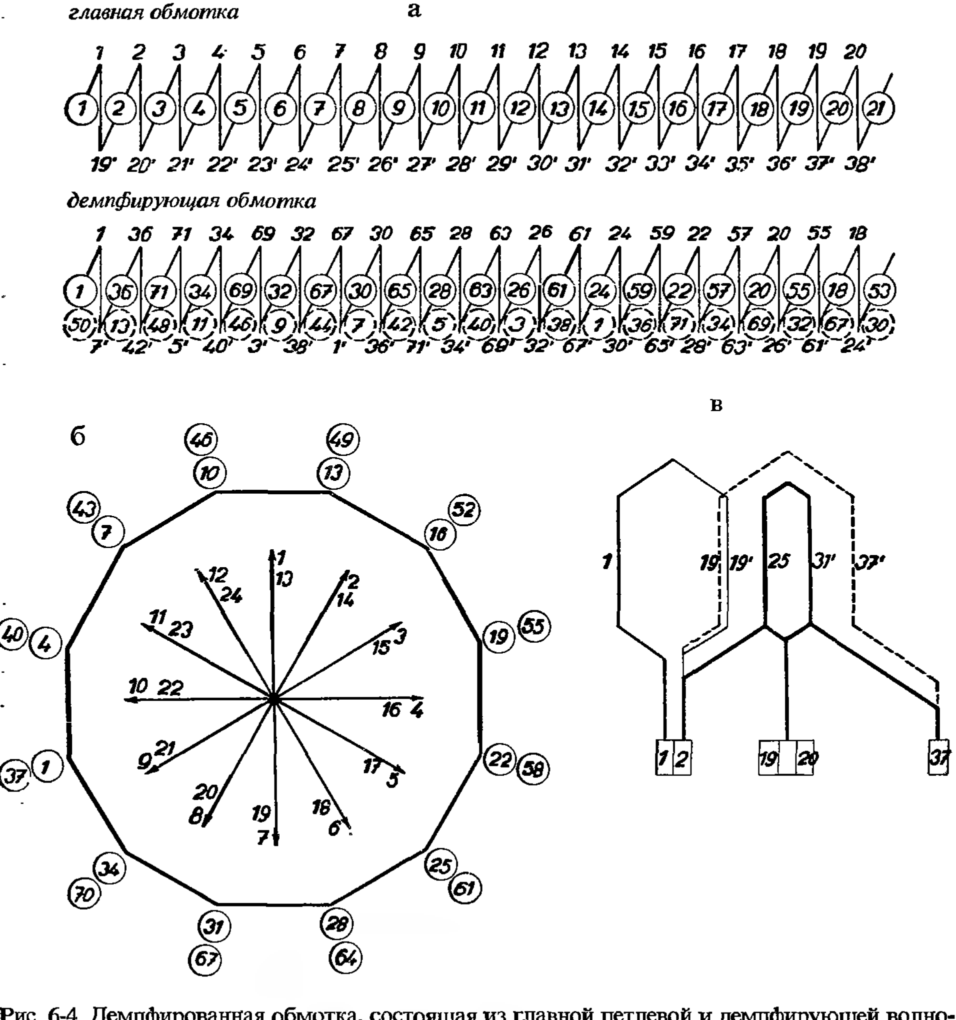


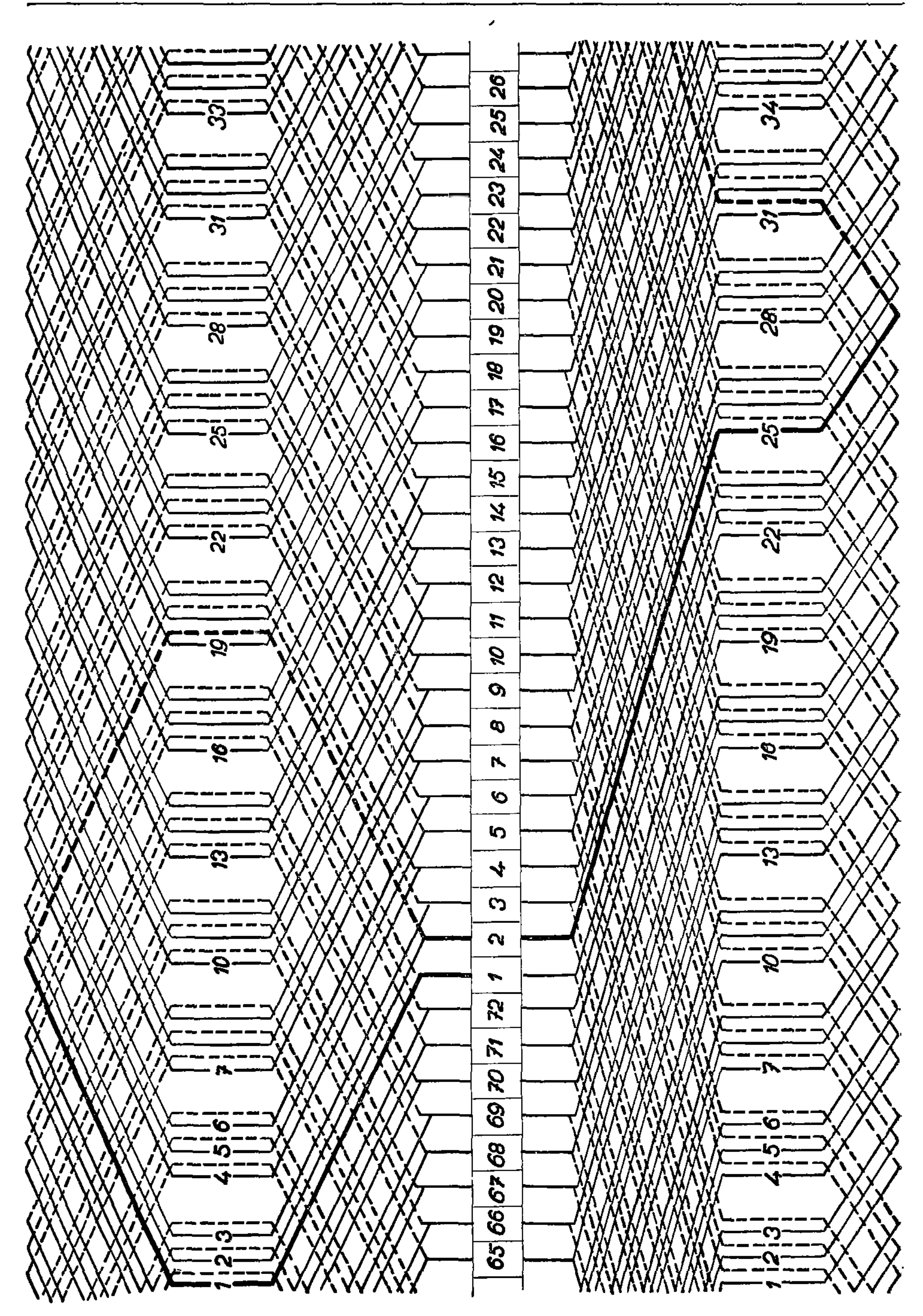
Рис. 6-4. Демпфированная обмотка, состоящая из главной петлевой и демпфирующей волновой обмоток, противоположного направления обхода; $p = 2$, $a = 2$, $N/ = 24$, $u = 3$, $N_c = K = 72$, $Q = 6$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$, $y'_{d_1} = 6$, $y'_1 = 18$, $y'_k = 1$, $y'_2 = -17$, $y'_{d_2} = -6$, $y''_{d_1} = 2$, $y''_1 = 6$, $y''_k = 35$, $y''_2 = 29$.

Для демпфирующей волновой обмотки имеем:

$$y''_{d_1} = 2\,, \quad y''_k = \frac{72 - 2}{2} = 35\,, \quad y''_1 = 2\,.\,3 = 6\,, \quad y''_2 = 35 - 6 = 29\,.$$

Основная обмотка удовлетворяет условиям (6-1).

Вспомогательные схемы составляющих обмоток показаны на рис. 6-4а, потенциальный многоугольник на рис. 6-4б, параллельное включение составляющих обмоток изображено на рис. 6-4в. Сопряжение петлевой и волновой состав-


65 66 67 68 69 70 71 72 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26
1 2 3 4 5 6 7 10 13 16 19 22 25 28 31 33
1 2 3 4 5 6 7 10 13 16 19 22 25 28 31 34

ляющих обмоток выполним согласно рис. 6-4в следующим образом: начертим петлевую секцию главной обмотки со сторонами *1—19′* и с пластинами *1—2* и к ней причертим идеальную секцию волновой обмотки с полным шагом, со сторонами *19—37′* и с пластинами *2—37*.

Укоротим шаг до одной трети полюсного деления и получим секцию демпфирующей обмотки со сторонами *25—31′*. Присоединим ее к пластинам *2—37*. Из схемы видно, что нумерацию пластин демпфирующей волновой обмотки следует уменьшить на *23*. Исправленные номера пластин занесены на рис. 6-4а в нижнем ряду номеров. На рис. 6-4б показан потенциальный многоугольник демпфирующей обмотки, совпадающей с многоугольником главной обмотки. Если требуется вставить в коллектор добавочные пластины, соединенные с серединой демпфирующих секций, то их положение определяется по рис. 6-4в. Между пластинами *2—37* расположены $34 = 2 \, . \, 17$ пластины. Вставленную пластину секции со сторонами *25—31′* поместим между $2 + 17 = 19$-ой и *20*-ой пластинами. Часть конструкционной схемы изображена на рис. 6-4г.

д) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА С УКОРОЧЕННЫМ ШАГОМ, СОСТОЯЩАЯ ИЗ ГЛАВНОЙ ВОЛНОВОЙ И ДЕМПФИРУЮЩЕЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТОК, ПРОТИВОПОЛОЖНОГО НАПРАВЛЕНИЯ ОБХОДА (рис. 6-5)

Приведем еще один пример демпфированной обмотки, у которой волновая обмотка, с укороченным шагом, служит главной обмоткой, в то время как петлевая обмотка, с весьма укороченным шагом, является демпфирующей обмоткой. Рассмотрим следующий случай:

$$p = 3\,, \quad a = 3\,, \quad N_d = 57\,, \quad Q = 9{,}5\,, \quad u = 2\,, \quad 'N = 228\,,$$
$$N_c = K = 114\,, \quad P = 19\,, \quad \alpha = \alpha'\,.$$

Шаг волновой обмотки укоротим до:

$$y'_{d_1} = 8$$

и тогда 5-ая и 7-ая гармоники будут сильно подавлены. Сначала определим шаг демпфирующей петлевой обмотки, причем принимаем:

$$\eta = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2} \sin\left(90^\circ \frac{8}{9{,}5}\right)\right] = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2} \sin 75^\circ 47' 22''\right]$$

и тогда

$$\eta = 57^\circ 59' 08''\,.$$

Из этого следует пазовый шаг демпфирующей обмотки:

$$y_{d_1} = 9{,}5 \frac{57^\circ 59' 08''}{180^\circ} = 3{,}0604 \Rightarrow 3 \text{ паза}\,.$$

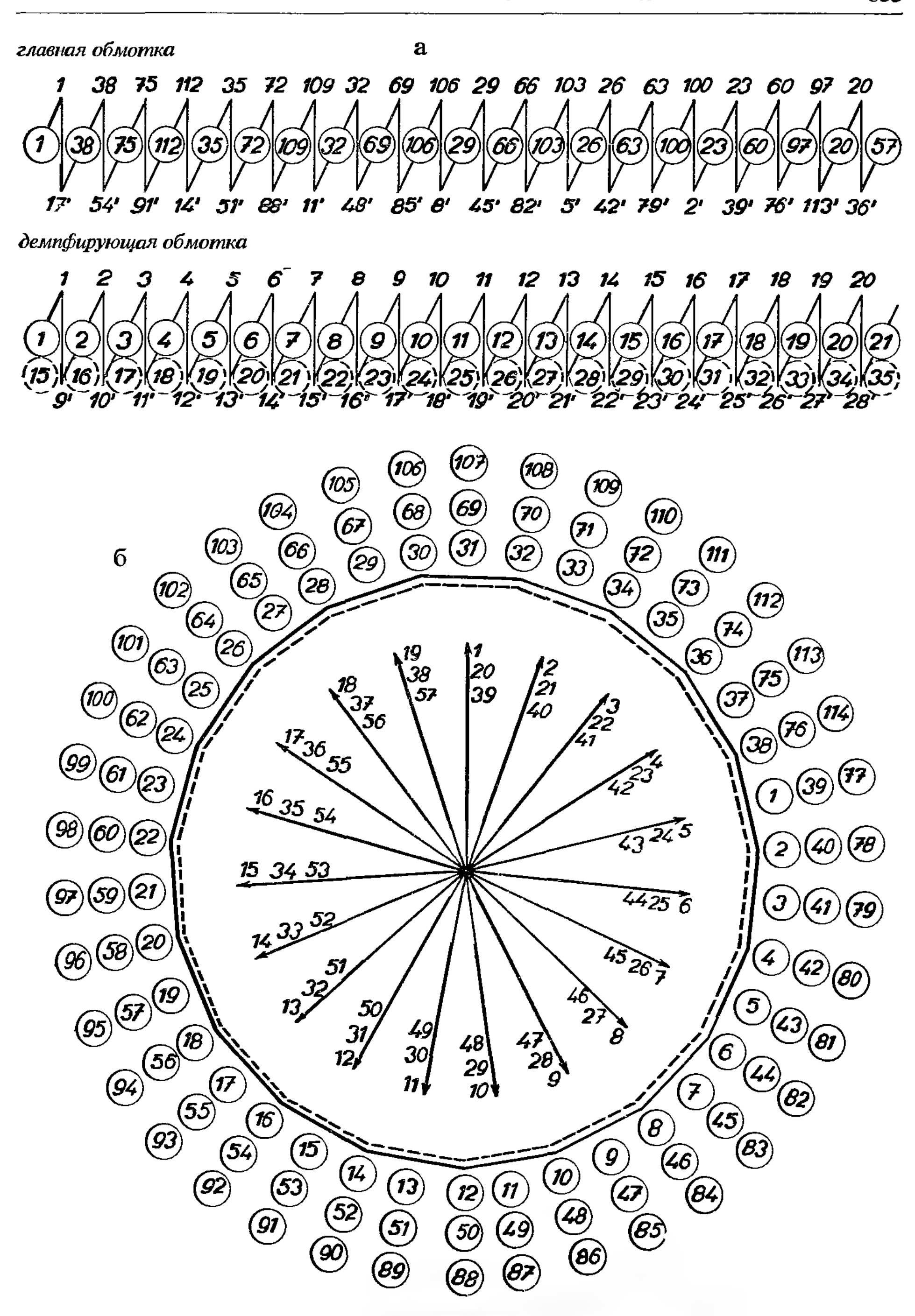


Рис. 6-5. Демпфированная обмотка с укороченным шагом, состоящая из главной волновой и демпфирующей петлевой обмоток, противоположного направления обхода; $p = 3$, $a = 3$, $N_d = 57$, $u = 2$, $N_c = K = 114$, $Q = 9{,}5$, $P = 19$, $y'_{d_1} = 3$, $y'_1 = 6$, $y'_k = 1$, $y'_2 = -5$, $y'_{d_2} = -3$ $y''_{d_1} = 8$, $y''_1 = 16$, $y''_k = 37$, $y''_2 = 21$, $y''_{d_2} = 11$.

Обмотка является неуравновешенной. Определим ее неуравновешенность на основании коэффициентов шага составляющих обмоток:

$$\kappa_k' = \sin 75°47'22'' = 0{,}96937\,,$$

$$\kappa_k'' = \sin 28°25'16'' \,.\, \cos 9°28'25'' = 0{,}46945\,.$$

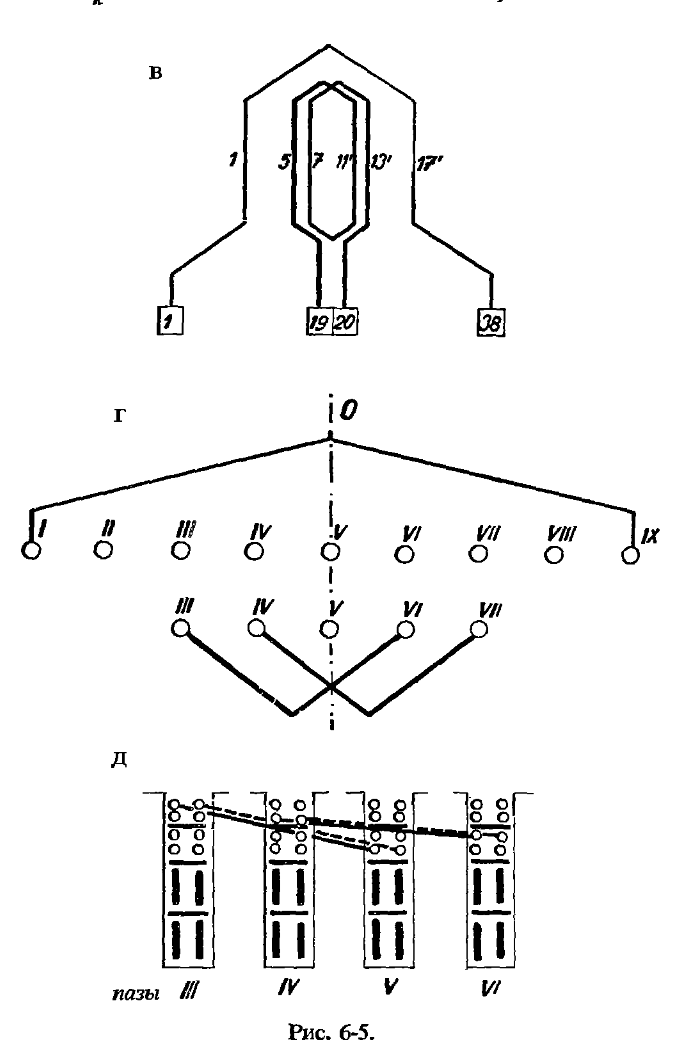


Рис. 6-5.

Значение коэффициента cos 9°28′25″ объясним ниже. Неуравновешенность этой обмотки будет:

$$\chi = \frac{2\,.\,0{,}46945 - 0{,}96937}{0{,}96937}\,100\% = -3{,}15\%\,,$$

что вполне удовлетворяет. Одновременно рассмотрим и возможность ее вы-

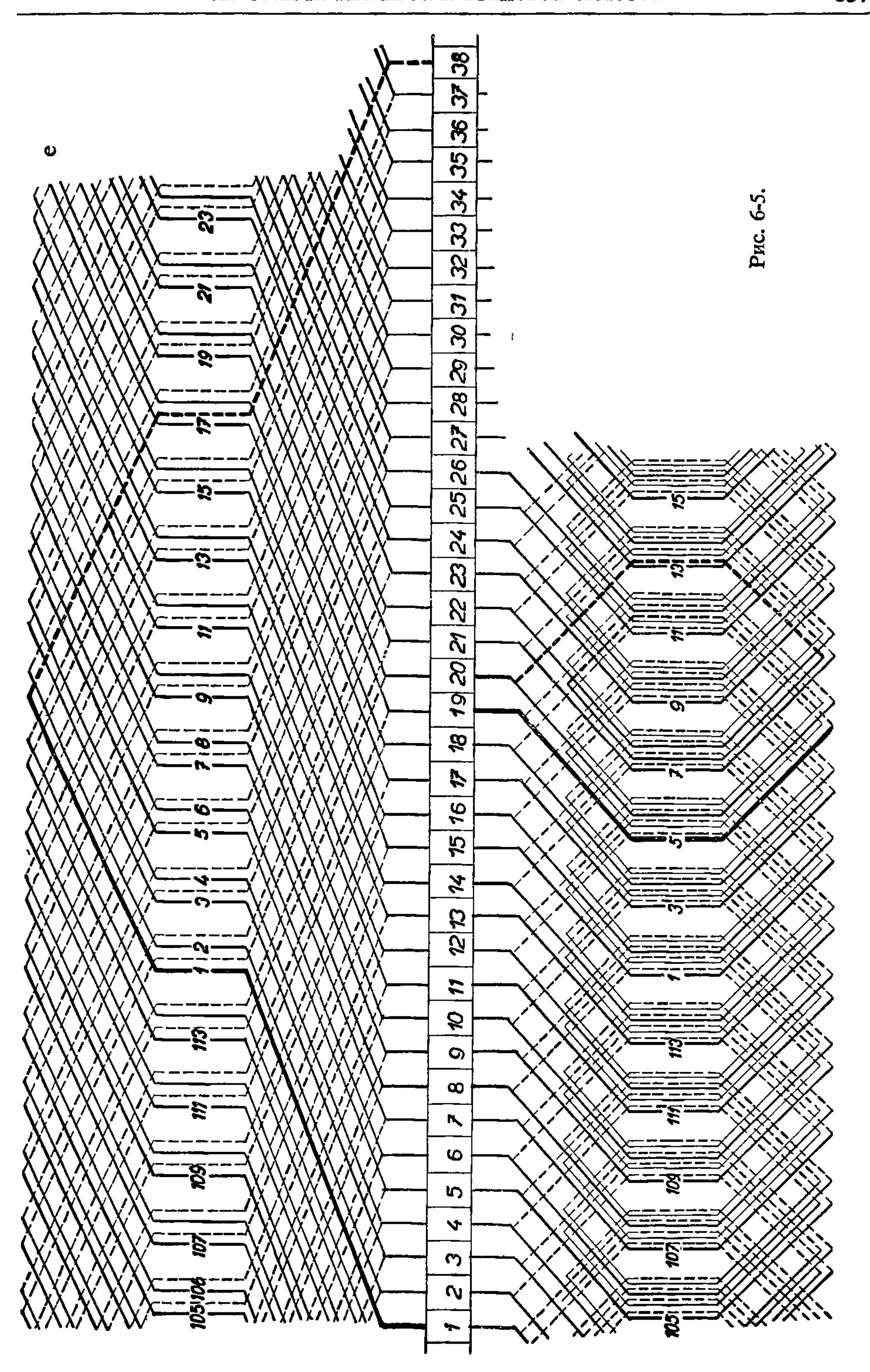

е
105 106 107 109 111 113 1 2 3 4 5 6 7 8 9 11 13 15 17 19 21 23
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38
105 107 109 111 113 1 3 5 7 9 11 13 15

Рис. 6-5.

полнения. На рис. 6-5г приведены шаги главной волновой и демпфирующей петлевой обмоток. Проведем ось *O* шага волновой обмотки; из рисунка видно, что пазы демпфирующей обмотки невозможно расположить симметрично относительно этой оси. Поэтому каждую демпфирующую секцию разделим на две половины, соединенные последовательно, и при этом первую половину поместим в пазы *III* и *VI*, а другую в пазы *IV* и *VII*, как показано на рис. 6-5г.

Как было уже сказано, коэффициент шага демпфирующей обмотки, вследствие разделения секции, несколько понизится и поэтому следует его умножить на коэффициент:

$$\cos\left(\frac{90^\circ}{9{,}5}\right) = \cos 9^\circ 28' 25'' = 0{,}98638 \,.$$

Из этого видно, что такая обмотка выполнима и ее данные будут следующие: для петлевой обмотки

$$y''_{d_1} = 3\,, \quad y''_k = \frac{a}{p} = 1\,, \quad y''_1 = 3\,.\,2 = 6\,, \quad y''_2 = 1 - 6 = -5\,, \quad y''_{d_2} = -3\,,$$

$$y_p = \frac{K}{p} = \frac{114}{3} = 38$$

и для волновой:

$$y'_{d_1} = 8\,, \quad y'_k = \frac{114 - 3}{3} = 37\,, \quad y'_1 = 8\,.\,2 = 16\,,$$

$$y'_2 = 37 - 16 = 21\,, \quad y'_{d_2} = 11\,.$$

Соответствующая основная обмотка удовлетворяет условиям (6-1).

Вспомогательная схема обмотки показана на рис. 6-5а. На рис. 6-5б показаны потенциальные многоугольники. Внешний — отвечает главной обмотке, внутрений — демпфирующей. Для перенумерации пластин петлевой обмотки начертим на рис. 6-5в секцию главной волновой обмотки со сторонами *1—17'*, к которой присоединены пластины *1—38*. По оси этой секции расположена секция петлевой обмотки, распределенная в пазах *III—VI* и *IV—VII* по рис. 6-5г. Стороны секций демпфирующей петлевой обмотки перенумерованы согласно рис. 6-5в и тогда соответствующая секция составляется из витков со сторонами *5—11'* и *7—13'*, включенных последовательно. Между пластинами *1—38* главной обмотки помещено в общем 36 пластин и тогда шаг по коллектору между пластинами передних сторон секций составляющих обмоток по рис. 6-5в будет равняться 18-ти. В равной мере это относится и к пластинам задних сторон секций. Из этого следует номер передней пластины демпфирующей секции со сторонами *5—11'* и *7—13'*, который отвечает:

$$1 + 18 = 19\,,$$

задняя пластина петлевой обмотки будет иметь номер:

$$19 + 1 = 20,$$

а задняя пластина главной обмотки получит номер:

$$20 + 18 = 38.$$

Из этого видно, что новые номера пластин петлевой обмотки будут увеличены на 14 по сравнению с первоначальной нумерацией. Новые номера на рис. 6-5а приведены в нижнем ряду под первоначальными номерами.

Заметим еще, что и здесь возможно увеличение числа пластин. На рис. 6-5в добавочная пластина может быть вставлена между пластинами *19* и *20* и присоединена к середине демпфирующей секции между сторонами *11'* и *7*. Размещение секций в пазах показано на рис. 6-5д, а часть схемы обмотки — на рис. 6-5е.

С точки зрения коммутации рассмотренная обмотка весьма выгодна, так как демпфирующая обмотка имеет относительно незначительный реактанц рассеяния вследствие того, что ее секции разделены на два витка, размещенные в разных пазах. Коммутация при повышенных скоростях вращения будет удовлетворительной, так как обмотка неуравновешена, а противодействующая электродвижущая сила демпфирующей обмотки меньше, чем у главной обмотки. Укороченный шаг подавляет 5-ую и 7-ую гармоники; коммутируемые группы секций распределены по многим пазам (короткозамкнутая обмотка), так что и реактанц главной обмотки будет относительно незначительным.

7. ДЕМПФИРОВАННЫЕ ОБМОТКИ, ВЫПОЛНЕННЫЕ НА ОСНОВАНИИ МНОГОКРАТНЫХ МНОЖЕСТВЕННЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНИХ ОВМОТОК С ПОВЕРНУТЫМИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫМИ МНОГОУГОЛЬНИКАМИ

Демпфированные обмотки можно также проектировать на основании многократных множественных параллельных обмоток. В этом параграфе рассмотрим группу демпфированных многократных множественных параллельных обмоток с повернутыми потенциальными многоугольниками.

В разделе (глава I, 14) были приведены основные условия, которым должны удовлетворять симметричные многократные множественные параллельные обмотки машин постоянного тока:

а) Для обмоток с шагом по пазам равным ц. ч. имеем:

$$\frac{u}{y_k} = \text{дробное число}$$

и для ступенчатых обмоток:

$$\frac{u}{2y_k} = \text{дробное число} .$$

б) N_d/p должно быть целым числом.

в) потенциальный шаг:

$$y_p = \frac{K}{p}$$

должен быть также целым числом, не имеющим общего делителя с шагом по коллектору y_k.

Если последнее условие не соблюдено, и если потенциальный шаг y_p имеет общий делитель с шагом по коллектору y_k, то многократная множественная параллельная обмотка распадается на несколько независимых обходов, потенциальные многоугольники которых взаимно повернуты. В некоторых случаях повернутые многоугольники можно связать уравнительными соединениями второго рода.

Из этих обмоток выведем демпфированные обмотки. Тогда демпфирующая обмотка будет иметь шаг укороченный примерно до одной трети полюсного деления. Рассмотрим несколько примеров.

а) НЕПЕРЕКРЕЩИВАЮЩАЯСЯ МНОГОКРАТНАЯ МНОЖЕСТВЕННАЯ ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ПЕТЛЕВАЯ ОБМОТКА С ПОЛНЫМ ШАГОМ И С ПОВЕРНУТЫМИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫМИ ПОЛИГОНАМИ (рис. 7-1)

Рассмотрим петлевую обмотку с неперекрещивающейся главной обмоткой с примерно полным шагом, выполненную по основной обмотке (таблица 16-1):

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad Q = 12\,, \quad N_d = 48\,, \quad y_{d_1} = 13\,, \quad u = 1\,,$$
$$N_c = K = 48\,, \quad 'N = 96\,, \quad y_k = 2\,, \quad y_p = 24\,, \quad P = 24\,, \quad \alpha = \alpha' .$$

Прежде всего необходимо выяснить возможность укорочения шага до одной трети полюсного деления. Угол, отвечающий этому шагу, найдем из выражения:

$$\eta = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin\left(90^\circ \frac{13}{12}\right)\right] = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin 97^\circ 30'\right],$$

т. е.

$$\eta = 2 \,.\, 29^\circ 43' = 59^\circ 26' .$$

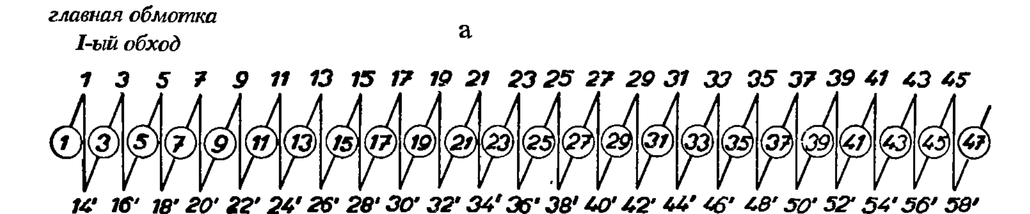
Тогда шаг по пазам демпфирующей обмотки будет:

$$y''_{d_1} = 12\,\frac{59^\circ 26'}{180^\circ} = 3{,}96 \Rightarrow 4 \text{ паза} .$$

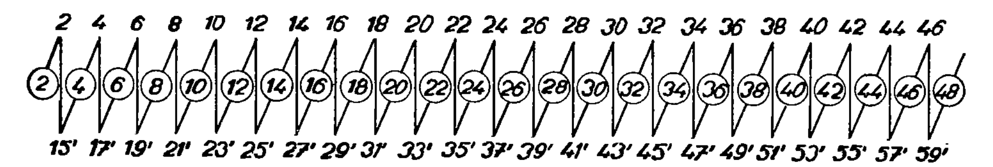
главная обмотка

I-ый обход

a

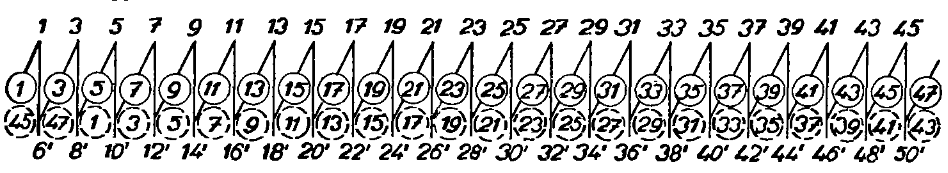


II-й обход



демпфирующая обмотка

I-ый обход



II-й обход

2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32 34 36 38 40 42 44 46

2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32 34 36 38 40 42 44 46 48

46 48 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32 34 36 38 40 42 44

7' 9' 11' 13' 15' 17' 19' 21' 23' 25' 27' 29' 31' 33' 35' 37' 39' 41' 43' 45' 47' 49' 51'

Рис. 7-1. Демпфированная перекрещивающаяся многократная множественная параллельная петлевая обмотка, с полным шагом и с взаимно повернутыми потенциальными многоугольниками; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 48$, $u = 1$, $N_c = K = 48$, $Q = 12$, $y'_{d1} = 13$, $y'_1 = 13$, $y'_k = 2$, $y'_2 = -11$, $y'_{d2} = -11$, $y''_{d1} = 4$, $y''_1 = 4$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -2$, $y''_{d2} = -2$.

Обмотка не является точно уравновешенной и для определения ее неуравновешенности найдем коэффициенты шагов составляющих обмоток:

$$\kappa'_k = \sin 97°30' = 0{,}99144\,, \quad \kappa''_k = \sin\left(90° \frac{4}{12}\right) = 0{,}5000\,,$$

из чего следует неуравновешенность:

$$\chi = \frac{2 \cdot 0{,}5 - 0{,}99144}{0{,}99144}\,100\% = 0{,}865\%\,.$$

Обмотка с этой точки зрения вполне удовлетворительна.

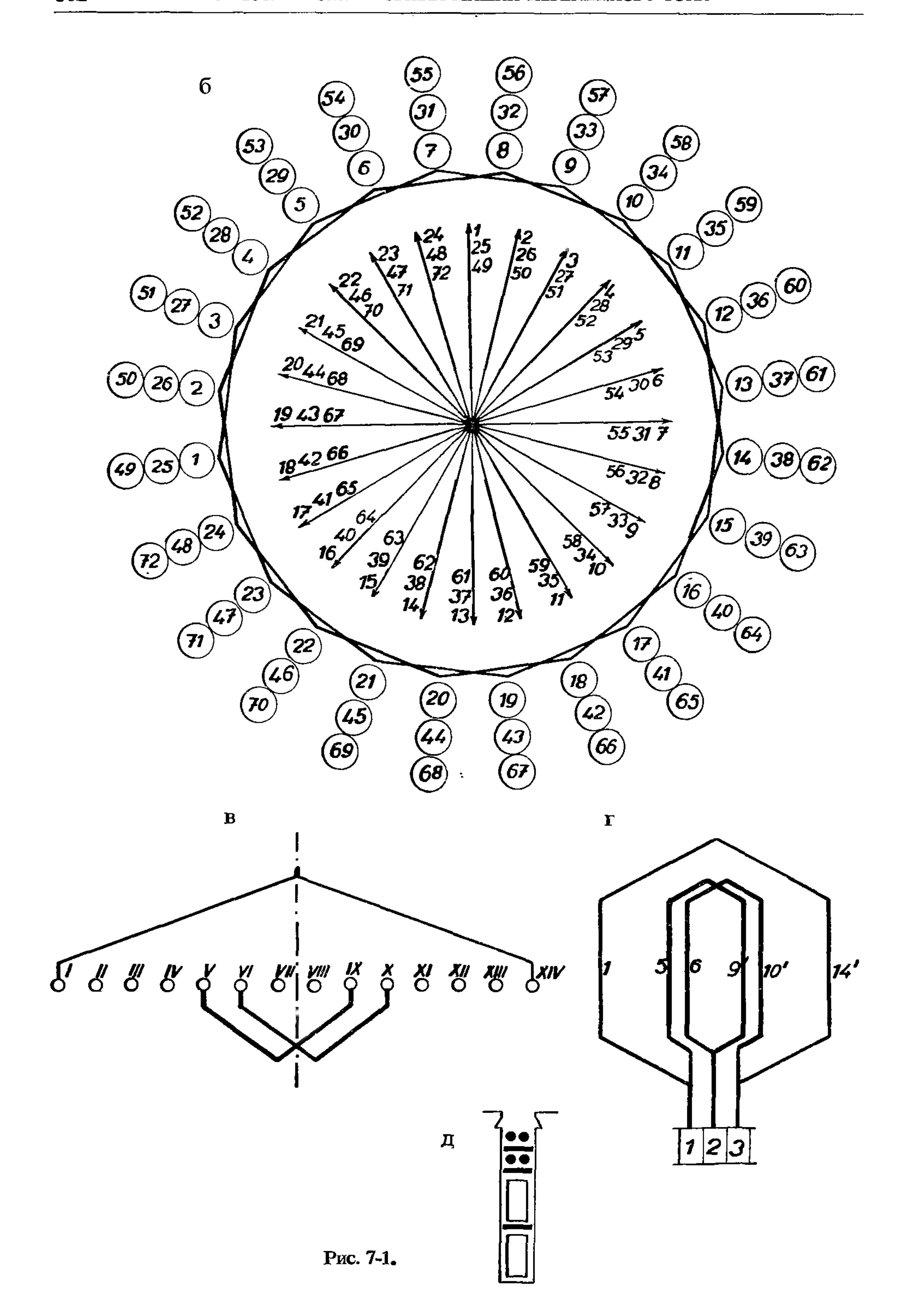


Рис. 7-1.

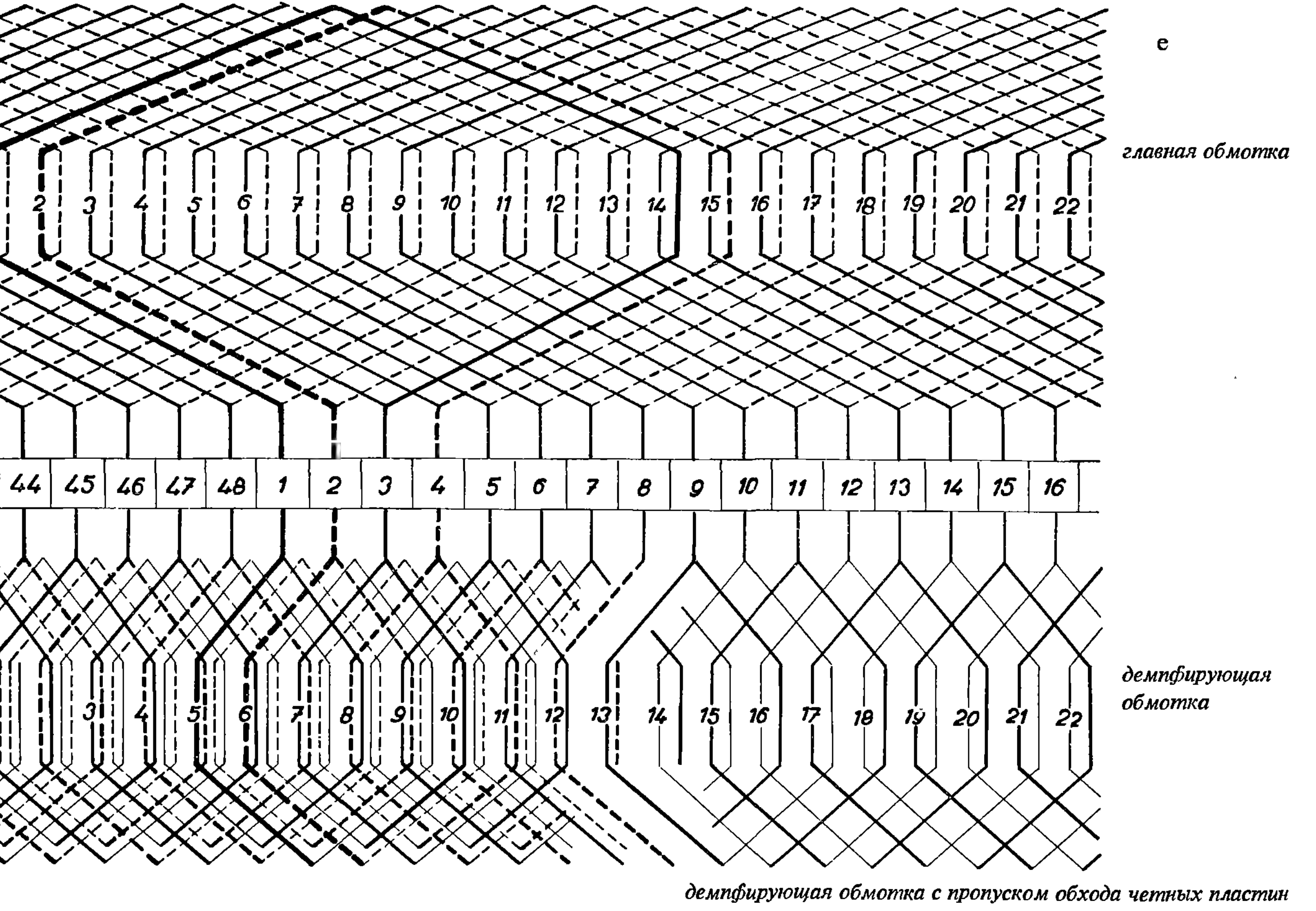

е
главная обмотка
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22
44 45 46 47 48 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16
1 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22
демпфирующая обмотка
демпфирующая обмотка с пропуском обхода четных пластин

Рис. 7-1.

Исследуем теперь, насколько такая обмотка удовлетворяет с конструктивной точки зрения. С этой целью на рис. 7-1в покажем сопряжение демпфирующей обмотки с главной обмоткой. Пазовый шаг главной обмотки выражен нечетным числом, а именно — тринадцатью, в то время как такой шаг у демпфирующей обмотки дается четным числом, а именно — четырьмя. Поэтому секция демпфирующей обмотки должна быть разделена на две части, которые, согласно рис. 7-1в, размещены в пазах *V—IX* и *VI—X*. На рис. 7-1г показано включение секций главной и демпфирующей обмоток и номера активных сторон секций, присоединенных к соответствующим пластинам.

Тогда данные главной обмотки будут:

$$y'_{d_1} = 13\,,\quad y'_k = 2\,,\quad y'_1 = 13\,,\quad y'_2 = 2 - 13 = -11\,,\quad y'_{d_2} = -11$$

и демпфирующей:

$$y''_{d_1} = 4\,,\quad y''_k = 2\,,\quad y''_1 = 4\,,\quad y''_2 = 2 - 4 = -2\,,\quad y''_{d_2} = -2\,.$$

Вспомогательная схема показана на рис. 7-1а. На рис. 7-1б представлены потенциальные многоугольники, а на рис. 7-1д разрез паза с обмоткой. Перенумерация пластин демпфирующей обмотки произведена на основании рис. 7-1г и показана на рис. 7-1а, где первоначальные номера пластин были уменьшены на четыре. Исправленные номера пластин приведены под первоначальными номерами. Потенциальные многоугольники обеих составляющих обмоток почти совпадают.

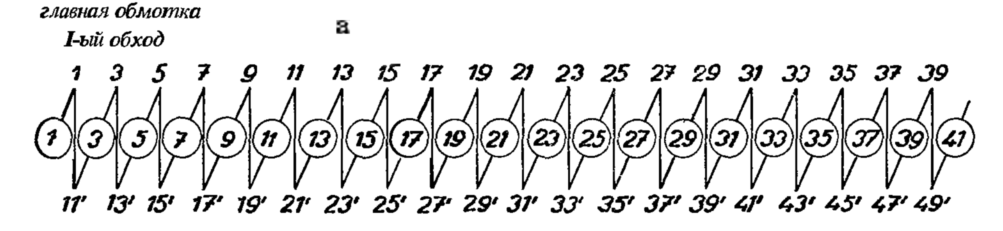
Из рис. 7-1г далее видно, что среднюю точку демпфирующей секции можно присоединить к пластине номер 2 между пластинами *1—3*. Таким образом возможно связать оба обхода основной обмотки и отказаться от соединенений второго рода, которые для такой обмотки требуются.

Однако, соединений первого рода нельзя избежать, и их можно заменить уравнительной обмоткой.

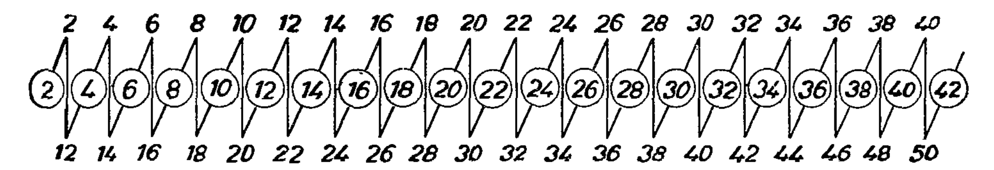
Заметим, что такая обмотка допускает исключение одного обхода демпфирующей обмотки и, в результате чего, получаются обмотки подобные тем, о которых говорит Клима[6]. Конструкционная схема показана на рис. 7-1е.

б) МНОГОКРАТНАЯ МНОЖЕСТВЕННАЯ ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОБМОТКА С УКОРОЧЕННЫМ ШАГОМ И С ПОВЕРНУТЫМИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫМИ МНОГОУГОЛЬНИКАМИ (рис. 7-2)

Рассмотрим еще одну демпфированную обмотку, выведенную из многократной множественной параллельной обмотки с повернутыми потенциальными многоугольниками, с укороченным шагом, с целью подавления 5-ой и 7-ой

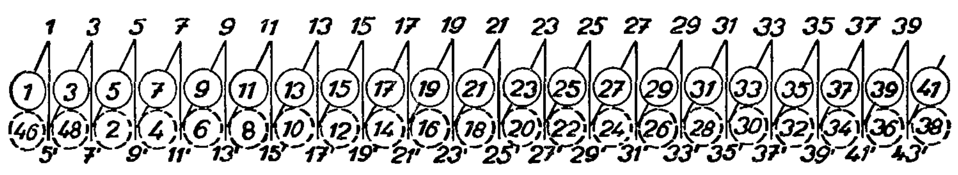


II-й обход



демпфирующая обмотка

I-ый обход



II-й обход

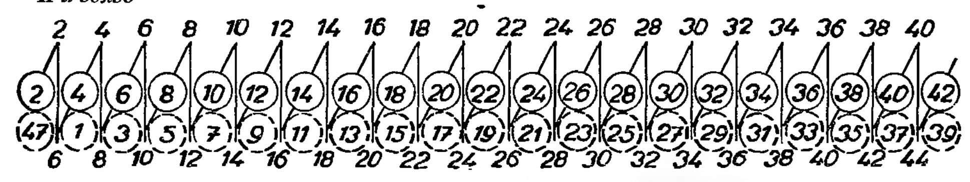


Рис. 7-2. Демпфированная многократная множественная параллельная петлевая обмотка, с укороченным шагом и с повернутыми потенциальными многоугольниками; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 48$, $u = 1$, $N_c = K = 48$, $Q = 12$, $P = 24$, $\alpha = \alpha'$, $y'_{d_1} = 10$, $y'_1 = 10$, $y'_k = 2$, $y'_2 = -8$, $y'_{d_2} = -8$, $y''_{d_1} = 4$, $y''_1 = 4$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -2$.

гармоник. В качестве основной обмотки выберем обмотку постоянного тока, приведенную в таблице 16-1, с данными:

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad Q = 12\,, \quad N_d = 48\,, \quad y_{d_1} = 13\,, \quad u = 1\,,$$
$$N_c = K = 48\,, \quad 'N = 96\,, \quad y_k = 2\,, \quad y_p = 24\,, \quad P = 24\,, \quad \varkappa = \alpha'\,.$$

Обмотка удовлетворяет условиям а) и б), но не удовлетворяет, однако, условию в), так как шаги y_p и y_k имеют общий делитель и потенциальный многоугольник разделится на два взаимно повернутых многоугольника. Для подавления 5-ой и 7-ой гармоник пазовый шаг главной обмотки укоротим до $y'_{d_1} = 10$

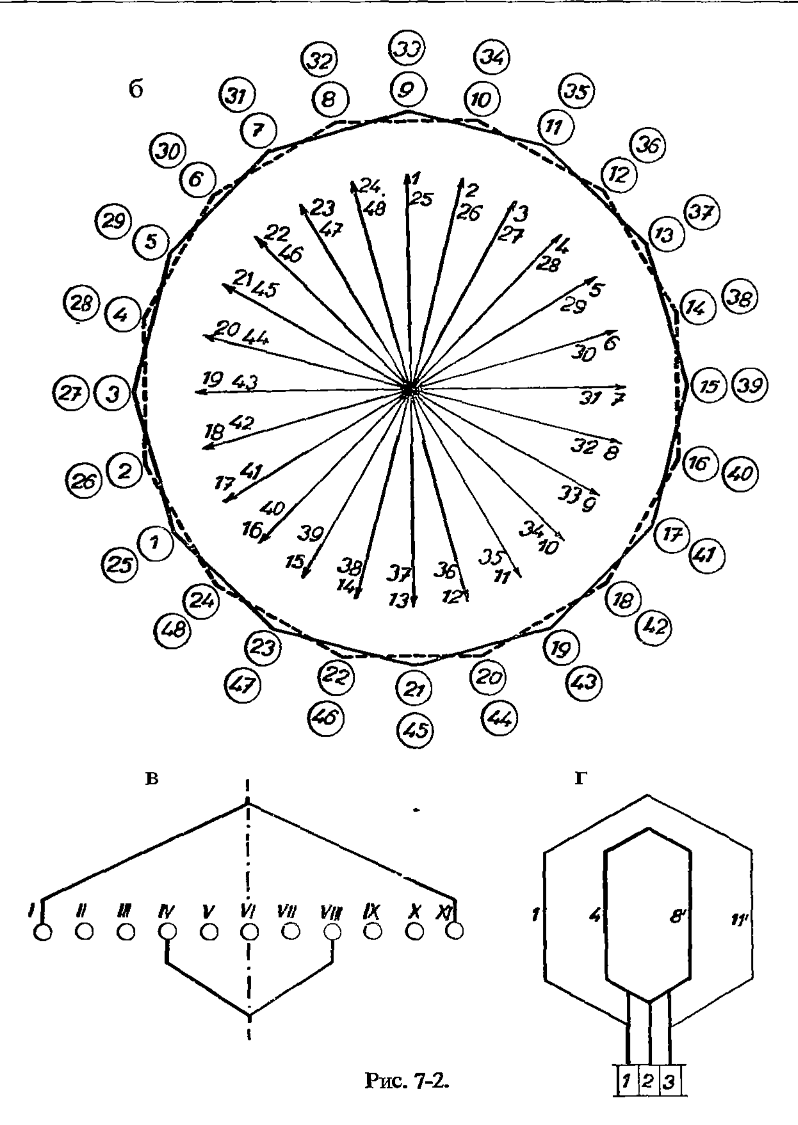


Рис. 7-2.

и проверим возможность такого выполнения. Вычислим угол η, отвечающий пазовому шагу, который равняется:

$$\eta = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin\left(90^\circ \frac{10}{12}\right)\right] = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin 75^\circ\right],$$

откуда

$$\eta = 57^\circ 45' 30''.$$

Из этого следует шаг демпфирующей обмотки:

$$y''_{d_1} = 12\,\frac{57^\circ 45' 30''}{180^\circ} = 3{,}85 \Rightarrow 4 \text{ паза}.$$

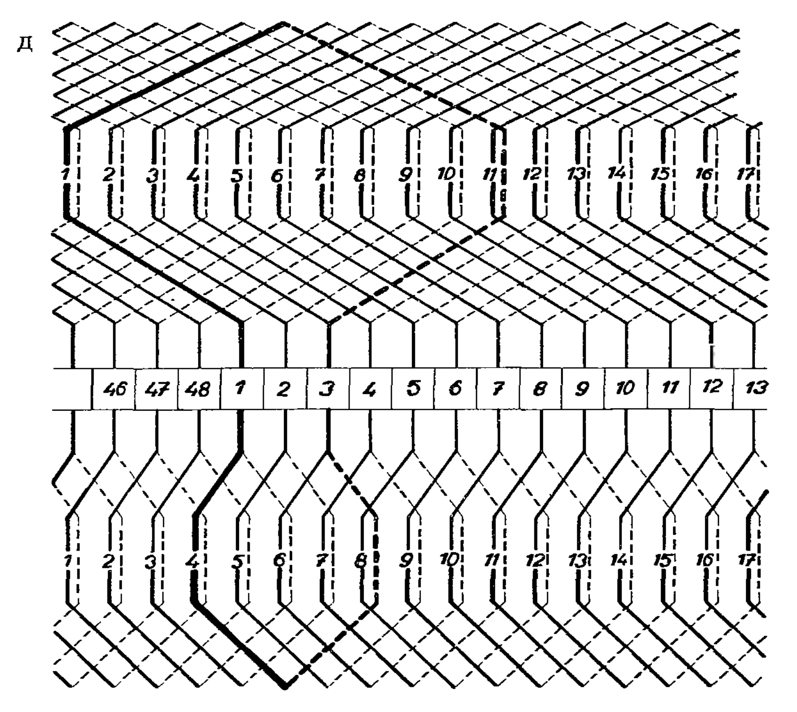


Рис. 7-2.

Для нахождения неуравновешенности такой обмотки вычислим коэффициент шага:

$$\kappa_k' = \sin 75^\circ = 0{,}96593\,, \quad \kappa_k'' = \sin\left(90^\circ \frac{4}{12}\right) = 0{,}500\,.$$

Тогда неуравновешенность обмотки выразится в виде:

$$\chi = \frac{2\,.\,0{,}500 - 0{,}96593}{0{,}96593}\,100\% = 3{,}53\%\,.$$

Итак, с этой токи зрения обмотка удовлетворяет. Взаимное расположение секций главной и демпфирующей обмоток показано на рис. 7-2в, а их включение — на рис. 7-2г. Очевидно, что обмотка выполнима. Из данных составляющих обмоток получим значения для главной петлевой обмотки

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad Q = 12\,, \quad N_d = 48\,, \quad N_c' = K = 48\,, \quad 'N = 96\,,$$

$$y_k' = 2\,, \quad y_{d_1}' = 10\,, \quad y_1' = 10\,, \quad y_2' = 2 - 10 = -8\,, \quad y_{d_2}' = -8\,,$$

$$y_p = 24\,, \quad P = 24\,, \quad \alpha = \alpha'$$

и для демпфирующей петлевой обмотки

$$y_k'' = 2\,, \quad y_{d_1}'' = 4\,, \quad y_1'' = 4\,, \quad y_2'' = 2 - 4 = -2\,, \quad y_{d_2}'' = -2\,.$$

По этим данным построим соответствующую вспомогательную схему (см. рис. 7-2а). Перенумерация коллекторных пластин производится по рис. 7-2г. Здесь видно, что первоначальные номера пластин уменьшены на три. На рис. 7-2б показан потенциальный многоугольник главной обмотки. Многоугольник демпфирующей обмотки, который на рисунке не показан, расположен на внешней стороне многоугольника главной обмотки. Из рис. 7-2г видно, что среднюю точку секции демпфирующей обмотки можно присоединить к пластине номер *2* и, таким образом, отказаться от уравнительных соединений второго рода. Однако, соединения первого рода исключить нельзя.

Если вместо главной петлевой обмотки с уравнительными соединениями *I*-го рода желательно применить уравнительную волновую обмотку, то будем исходить из ранее выведеного выражения [уравнение (9-6), глава I]:

$$y'_{d_1} + y'_{d_2} + y'''_{d_1} + y'''_{d_2} = 2(\varepsilon' + \varepsilon''')\,Q\,.$$

Причем, для основной фиктивной пелтевой обмотки имеем:

$$y'_{d_1} = 10\,, \quad y'_{d_2} = -8\,, \quad \varepsilon' = 0\,, \quad \varepsilon''' = 1\,, \quad Q = 12\,,$$

а для уравнительной волновой обмотки

$$K = 48\,, \quad p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad y'''_k = \frac{48 - 4}{2} = 22\,.$$

После подстановки в приведенное выше выражение, выведем

$$y'''_{d_1} + y'''_{d_2} = 22\,,$$

далее принимаем:

$$y'''_{d_1} = y'_{d_1} = 10$$

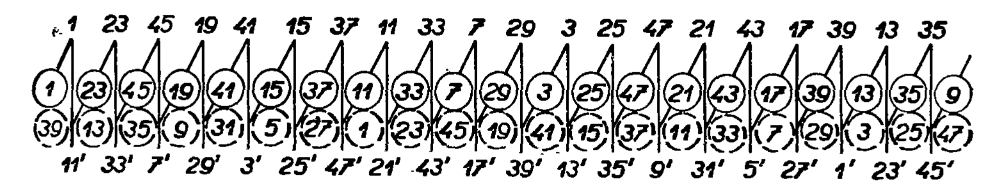
и получим

$$y'''_{d_2} = 12\,.$$

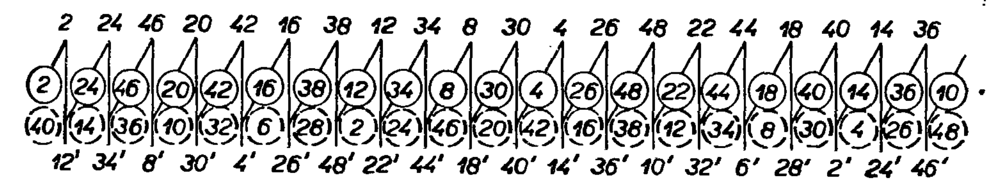
Тогда схему включени я основной и, отвечающей ей, уравнительной обмотки можно начертить по рис. 7-3б. Секция основной обмотки имеет активные стороны *1* и *11'*, присоединенные к пластинам *1—3*. К этой секции присоединим секцию волновой уравнительной обмотки со сторонами *13* и *23'*, которая соединена с петлевой секцией при помощи пластины номер *3*. Волновая секция расположена в полюсном делении так, что ее активные стороны имеют подобное положение, как и петлевые секции, и ее э. д. с. равняется э. д. с. петлевой секции, но с обратным знаком. Следовательно, результирующая э. д. с. между пластинами *1* и *25* будет равна нулю, и поэтому эта пара секций образует уравнительное соединение. Демпфирующая обмотка остается без изменения. И, следовательно, якорь будет иметь две обмотки: главную волновую обмотку, действующую в качестве уравнительной обмотки, и первоначальную петлевую демпфирующую обмотку.

главная обмотка а

I-ый обход (волновая обмотка уравнительная)



II-й обход



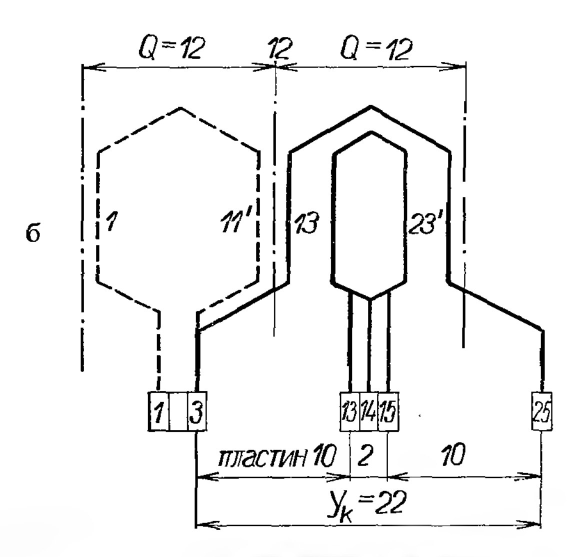


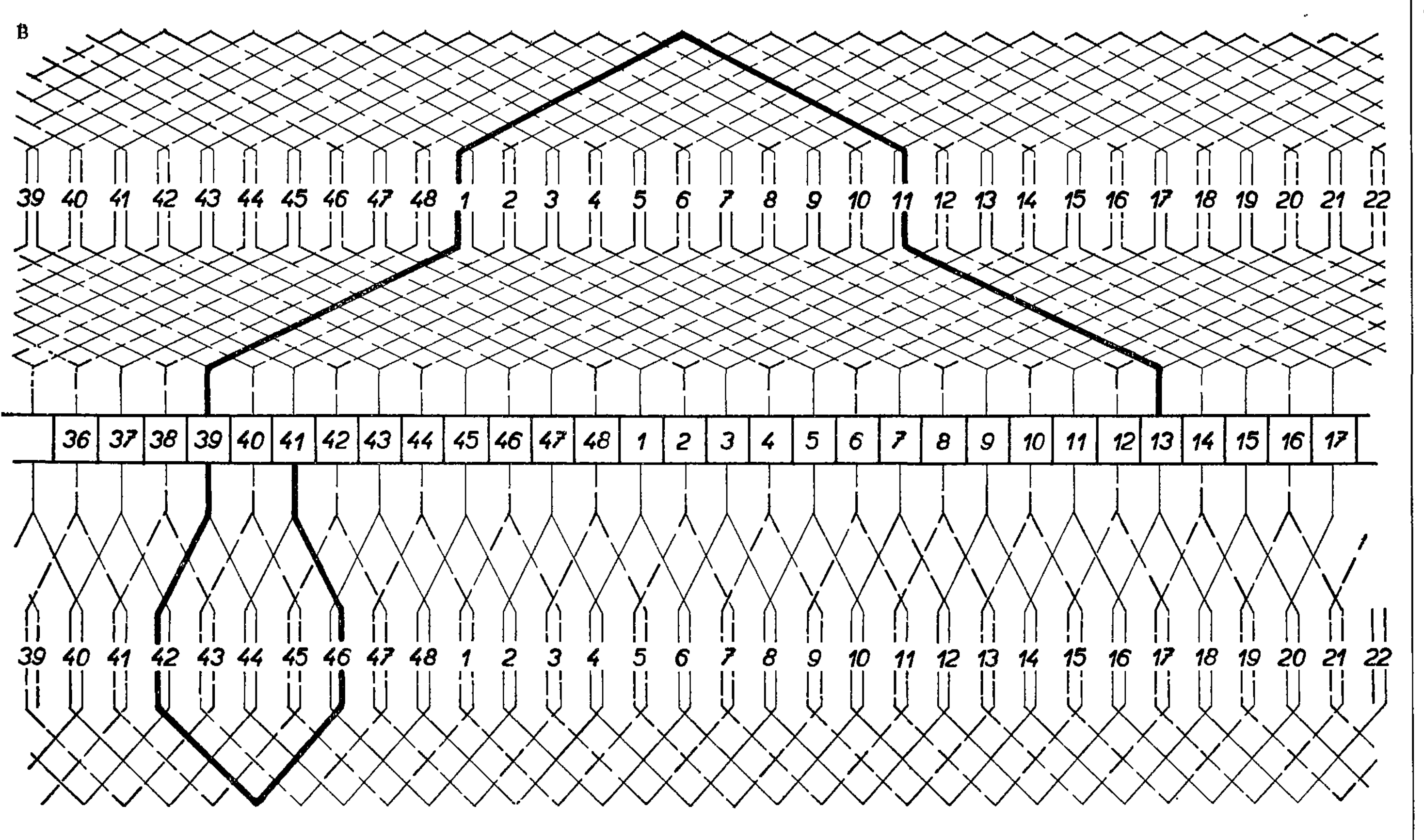
Рис. 7-3. Демпфированная многократная множественная параллельная обмотка с укороченным шагом и с уравнительной главной обмоткой; $p=2$, $a=4$, $N_d=48$, $u=1$, $N_c=K=48$, $Q=12$, $y'''_{d_1}=10$, $y'''_1=10$, $y'''_k=22$, $y'''_{d_2}=12$, $y''_{d_1}=4$, $y''_1=4$, $y''_k=2$, $y''_2=-2$, $y''_{d_2}=-2$.

Обобщим данные главной уравнительной обмотки и получим следующие значения:

$$p=2\,,\quad a=4\,,\quad Q=12\,,\quad N_d=48\,,\quad N_c=K=48\,,\quad 'N=96\,,$$

$$y'''_{d_1}=10\,,\quad y'''_k=22\,,\quad y'''_1=10\,,\quad y'''_2=22-10=12\,,\quad y'''_{d_2}=12\,,$$

$$y'''_p=24\,,\quad P=24\,,\quad \alpha=\alpha'\,.$$



в
39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22
36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17
39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22

Рис. 7-3.

Вспомогательная схема такой главной обмотки показана на рис. 7-3а, где нумерация пластин исправлена по рис. 7-3б. Обмотка разделяется на два обхода, так как K и y_k''' имеют общий делитель — два.

Конструкционная схема всей демпфированной обмотки построена на рис. 7-3в. Потенциальные многоугольники обеих составляющих обмоток аналогичны, как и в предыдущем случае (рис. 7-2б).

8. ДЕМПФИРОВАННЫЕ ОБМОТКИ, ВЫПОЛНЕННЫЕ НА ОСНОВАНИИ МНОГОКРАТНЫХ МНОЖЕСТВЕННЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ ОБМОТОК

Дальнейшую группу обмоток представляют демпфированные обмотки, которые могут быть выведены из симметричных многократных множественных параллельных обмоток. В предыдущем параграфе были приведены условия, которым такие обмотки должны удовлетворять. Согласно первому условию у обмотки с шагом, выраженным целым числом, число коллекторных пластин u, приходящихся на один паз, не имеет общего делителя с шагом по коллектору y_k. Из этого условия следует, что при $u > 1$ получается рифленый потенциальный многоугольник, у которого число вершин отвечает числу пазов на пару полюсов и число сторон вершины равняется числу пластин u, приходящихся на один паз. Формы вершин для разных значений u различны.

Рассмотрим демпфированные обмотки, основанные на нормальных двойственных множественных параллельных обмотках, где $u = 1, 3, 5$.

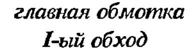
а) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ДВОЙСТВЕННЫХ МНОЖЕСТВЕННЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ПЕТЛЕВЫХ ОБМОТОК ГДЕ $u = 1$ (рис. 8-1)

При выборе удовлетворяющей основной обмотки рекомендуется воспользоваться таблицей 14-1 нормальных двойственных множественных параллельных обмоток, из которой выберем наиболее пригодную основную обмотку, например:

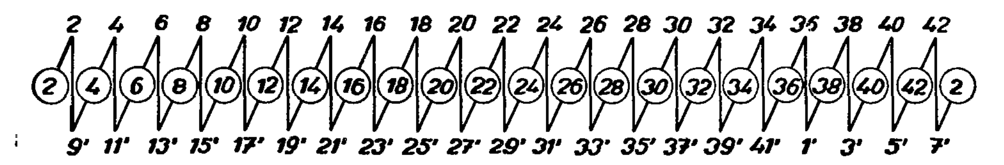
$$p = 2, \quad a = 4, \quad N_d = 42, \quad Q = 10{,}5, \quad u = 1, \quad y_{d_1} = 10, \quad K = 42,$$
$$y_k = 2, \quad y_1 = 10, \quad y_2 = -8, \quad P = 21, \quad \alpha = \alpha',$$

из которой выведем демпфированную обмотку с укороченным шагом. Тогда главная петлевая обмотка будет иметь данные:

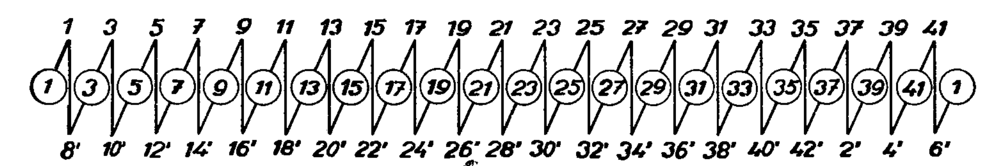
$$p = 2, \quad a = 4, \quad N_d = 42, \quad u = 1, \quad Q = 10{,}5, \quad K = 42, \quad y'_{d_1} = 7,$$
$$y'_k = 2, \quad y'_1 = 7, \quad y'_2 = -5, \quad y_p = 21.$$



I-ый обход a_1

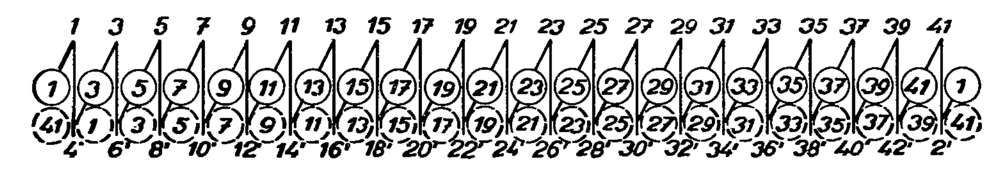


II-й обход



демпфирующая обмотка

I-ый обход a_2



II-й обход

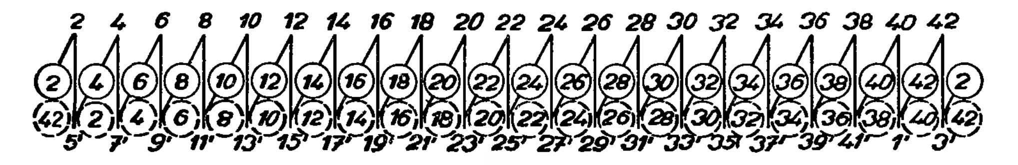


Рис. 8-1. Демпфированная обмотка, выведенная из двойственной множественной параллельной петлевой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 42$, $u = 1$, $N_c = K = 42$, $Q = 10{,}5$, $P = 21$, $y'_{d_1} = 7$, $y'_1 = 7$, $y'_k = 2$, $y'_2 = -5$, $y''_{d_1} = 3$, $y''_1 = 3$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -1$.

Проверим, можно ли к такой обмотке выполнить демпфирующую обмотку. Для этого определим угол:

$$\eta = 2\arcsin\left[\frac{1}{2}\sin\left(90°\,\frac{7}{10{,}5}\right)\right] = 2\arcsin\left[\frac{1}{2}\sin 60°\right] = 51°19'04''\,.$$

Этому углу отвечает идеальный пазовый шаг:

$$y''_{d_1} = 10{,}5\,\frac{51°19'04''}{180°} \doteq 3\ \text{паза}\,.$$

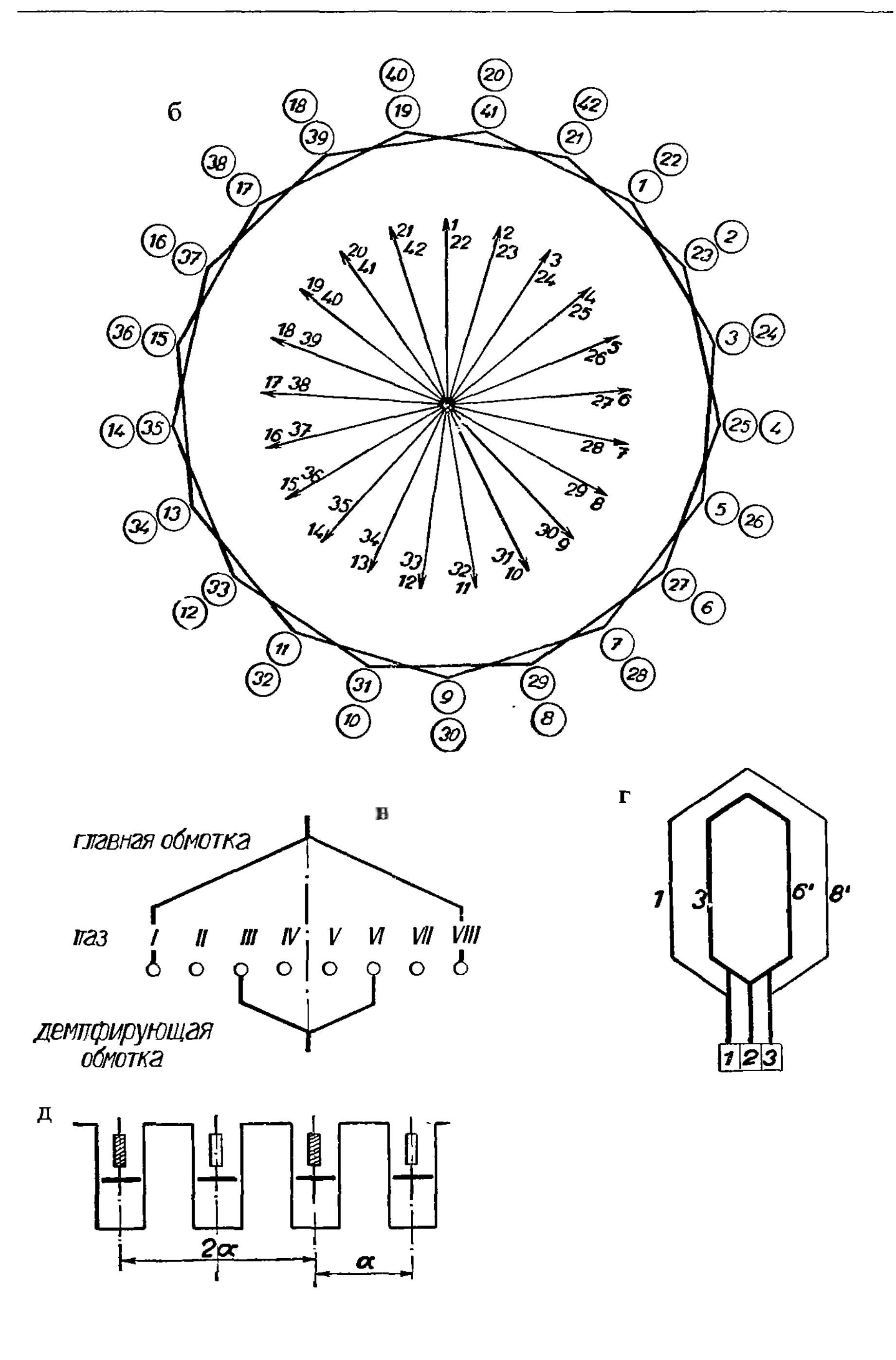

б
в
главная обмотка
паз
I
II
III
IV
V
VI
VII
VIII
демпфирующая обмотка
г
1
3
6'
8'
1 2 3
д
2α
α

Рис. 8-1.

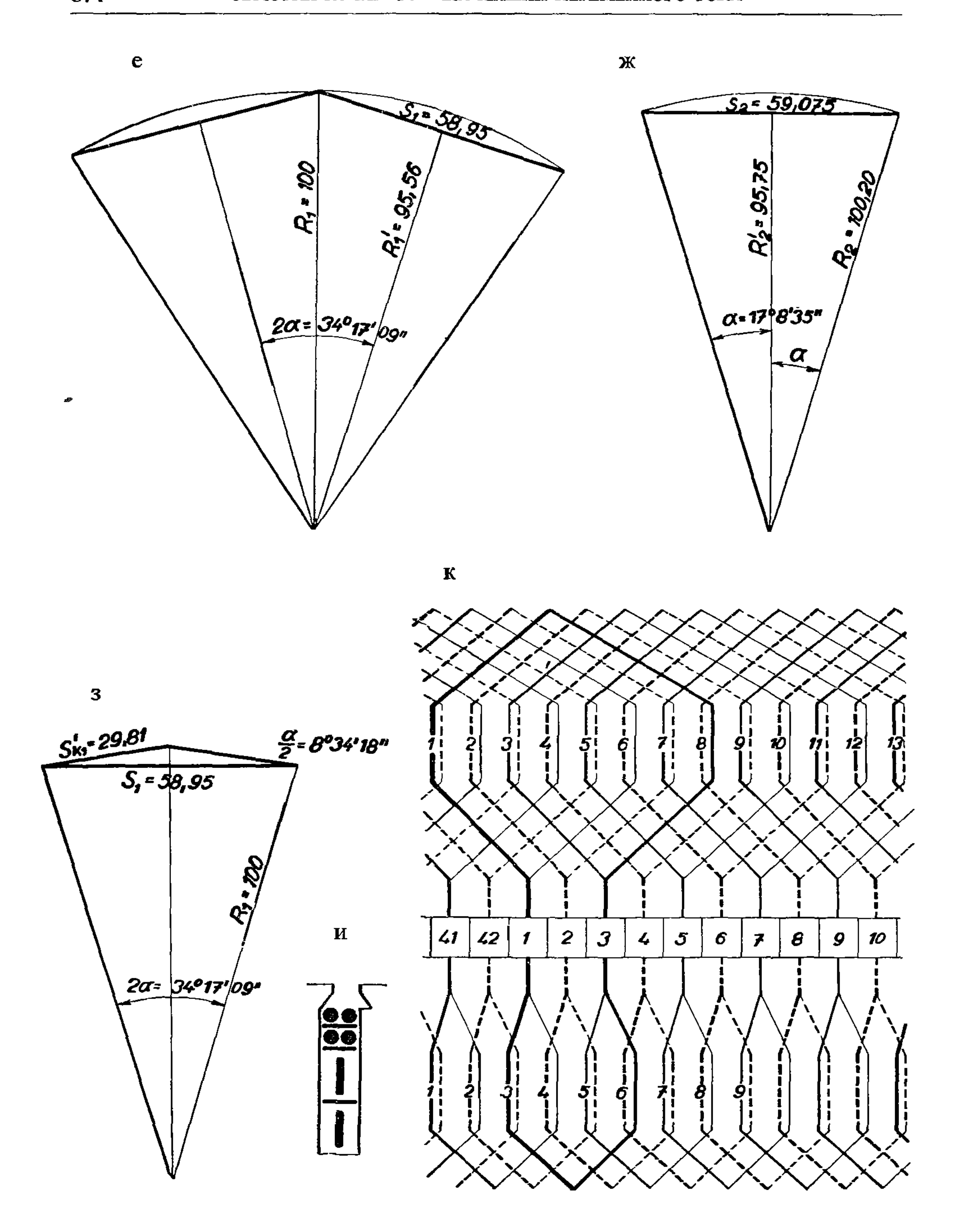

е
$S_1 = 58,95$
$R_1 = 100$
$R_1' = 95,56$
$2\alpha = 34°17'09''$
ж
$S_2 = 59,075$
$R_2' = 95,75$
$R_2 = 100,20$
$\alpha = 17°8'35''$
α
к
з
$S_{K1}' = 29,81$
$\frac{\alpha}{2} = 8°34'18''$
$S_1 = 58,95$
$R_1 = 100$
$2\alpha = 34°17'09''$
и
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
41 42 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
1 2 3 4 5 6 7 8 9

Рис. 8-1.

Очевидно, что такая обмотка выполнима и определяется следующими данными:

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad N_d = 42\,, \quad Q = 10{,}5\,, \quad u = 1\,, \quad K = 42\,, \quad y''_{d_1} = 3\,,$$
$$y''_k = 2\,, \quad y''_1 = 3\,, \quad y''_2 = -1\,.$$

Исследуем неуравновешенность этих обмоток, для чего необходимо найти коэффициенты шагов:

$$\kappa'_k = \sin\left(90^\circ \frac{7}{10{,}5}\right) = \sin 60^\circ = 0{,}86603\,,$$

$$\kappa''_k = \sin\left(90^\circ \frac{3}{10{,}5}\right) = \sin 25^\circ 42' 51'' = 0{,}43388\,.$$

Неуравновешенность выразится в виде

$$\chi = \frac{2\,.\,0{,}43388 - 0{,}86603}{0{,}86603}\,100\% = 0{,}2\%\,.$$

Из этого видно, что такие обмотки почти точно уравновешены. На рис. 8-1в показано сопряжение обеих составляющих обмоток, на рис. 8-1г включение составляющих секций, из которого можно определить перенумерацию пластин демпфирующей обмотки. На рис. 8-1а$_1$ показана вспомогательная схема главной обмотки, которая разделяется на два обхода, так как шаг по коллектору $y'_k = 2$ и число пластин $K = 42$ имеют общий делитель — два. На рис. 8-1а$_2$ показана вспомогательная схема демпфирующей обмотки, которая также образует два самостоятельных обхода. Пластины перенумерованы по схеме на рис. 8-1г, причем первоначальные номера пластин были уменьшены на два. При помощи этих схем можно построить потенциальные многоугольники составляющих обмоток (рис. 8-1б). Для правильного определения распределения напряжений на пластинах следует найти величину и взаимные положения потенциальных многоугольников. С этой целью нанесем на рис. 8-1д последовательность проводников в верхних частях пазов, отвечающую обоим обходам главной обмотки в пазах по порядку. Из этого видно, что проводники первого обхода располагаются, например, в нечетных пазах, в то время как проводники второго обхода — в четных. Очевидно, что стороны многоугольника, представляющие напряжения секций главной обмотки, составляют между собой угол

$$2\alpha = \frac{360^\circ}{21}\,2 = 34^\circ 17' 09''\,.$$

Пусть радиус описанной окружности около потенциального многоугольника $R_1 = 100$ мм, тогда радиус вписанной окружности (рис. 8-1е) будет

$$R'_1 = R_1 \cos\alpha = 100 \cos 17^\circ 8' 35'' = 95{,}56 \text{ мм}\,.$$

Длина стороны, отвечающей главному напряжению секции главной обмотки, будет:

$$S_1 = 2R_1 \sin\alpha = 200 \sin 17°8'35'' = 58{,}95 \text{ мм}.$$

Так как, кроме этого, еще дана звезда векторов, у которой имеется $P = 21$ лучей и $\alpha = \alpha_1$, положение и величина многоугольника главной обмотки точно определяются.

Помимо этого требуется определить положение и величину потенциального многоугольника демпфирующей обмотки, который не начерчен, так как он почти совпадает с многоугольником главной обмотки. С этой целью вычислим напряжение одной секции, которому отвечает сторона многоугольника демпфирующей обмотки S_2 (рис. 8-1ж). Так как демпфирующая обмотка имеет, по сравнению с главной обмоткой, удвоенное число витков, то

$$S = 2S_1 \frac{\kappa_k''}{\kappa_k'} = 2 \,.\, 58{,}95 \frac{0{,}43388}{0{,}86603} = 59{,}075 \text{ мм}.$$

Тогда радиус описанной окружности следует из выражения

$$R_2 = \frac{S_2}{2 \sin\alpha} = \frac{59{,}075}{2 \sin 17°8'35''} = 100{,}20 \text{ мм},$$

а вписанной — из

$$R_2' = \frac{S_2}{2 \operatorname{tg}\alpha} = \frac{59{,}075}{2 \operatorname{tg} 17°8'35''} = 95{,}75 \text{ мм}.$$

Нарпяжение между пластинами многоугольника главной обмотки будет отвечать (рис. 8-1з):

$$S_{k_1} = 2R_1 \sin\frac{\alpha}{2} = 2 \,.\, 100 \,.\, \sin 8°34'18'' = 29{,}81 \text{ мм},$$

а у многоугольника демпфирующей обмотки:

$$S_{k_2} = 2R_2 \sin\frac{\alpha}{2} = 2 \,.\, 100{,}20 \sin 8°34'18'' = 29{,}86 \text{ мм}.$$

Таким образом оба потенциальных многоугольника точно определены и, как видно, их напряжения сравнительно весьма хорошо уравновешены. Расположение проводников в пазах показано на рис. 8-1и. Из рис. 8-1г видно, что средние точки секций демпфирующей обмотки можно присоединить к пластинам второго обхода главной обмотки и таким образом оба обхода взаимно связать. Недостаток такой обмотки заключается в том, что здесь необходимо либо применить уравнительные соединения первого рода, либо уравнительную обмотку. Схема такой обмотки показана на рис. 8-1к.

б) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ДВУХ ДВОЙСТВЕННЫХ МНОЖЕСТВЕННЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ПЕТЛЕВЫХ ОБМОТОК С $u = 3$ (рис. 8-2)

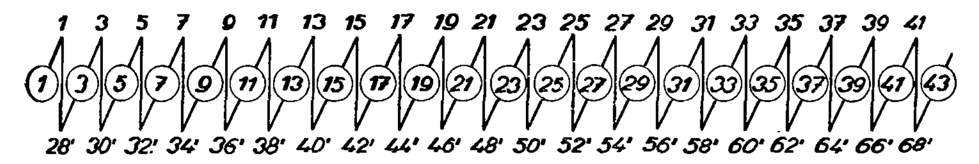
Из таблицы нормальных двойственных множественных параллельных обмоток 14-2 выберем основную обмотку с данными:

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad Q = 8{,}5\,, \quad N_d = 34\,.$$

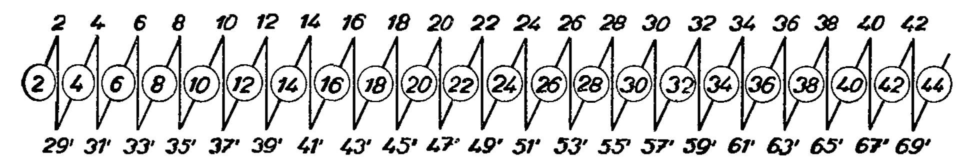
На основании этого возьмем главную обмотку с удлиненным пазовым ша-

главная обмотка

I-ый обход а

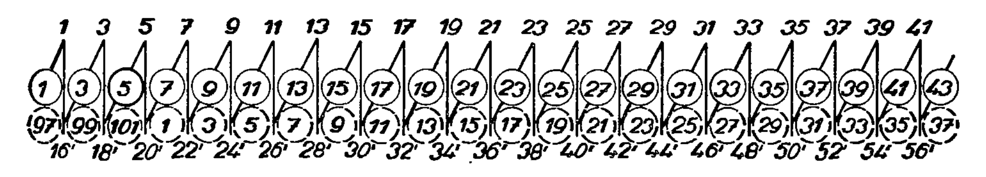


II-й обход



демпфирующая обмотка

I-ый обход



II-й обход

2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32 34 36 38 40 42

17' 19' 21' 23' 25' 27' 29' 31' 33' 35' 37' 39' 41' 43' 45' 47' 49' 51' 53' 55' 57'

Рис. 8-2. Демпфированная обмотка, выведенная из двух двойственных множественных параллельных петлевых обмоток; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 34$, $u = 3$, $N_c = K = 102$, $Q = 8{,}5$, $P = 17$, $y'_{d1} = 9$, $y'_1 = 27$, $y'_k = 2$, $y'_2 = -25$, $y''_{d1} = 3$, $y''_1 = 9$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -7$.

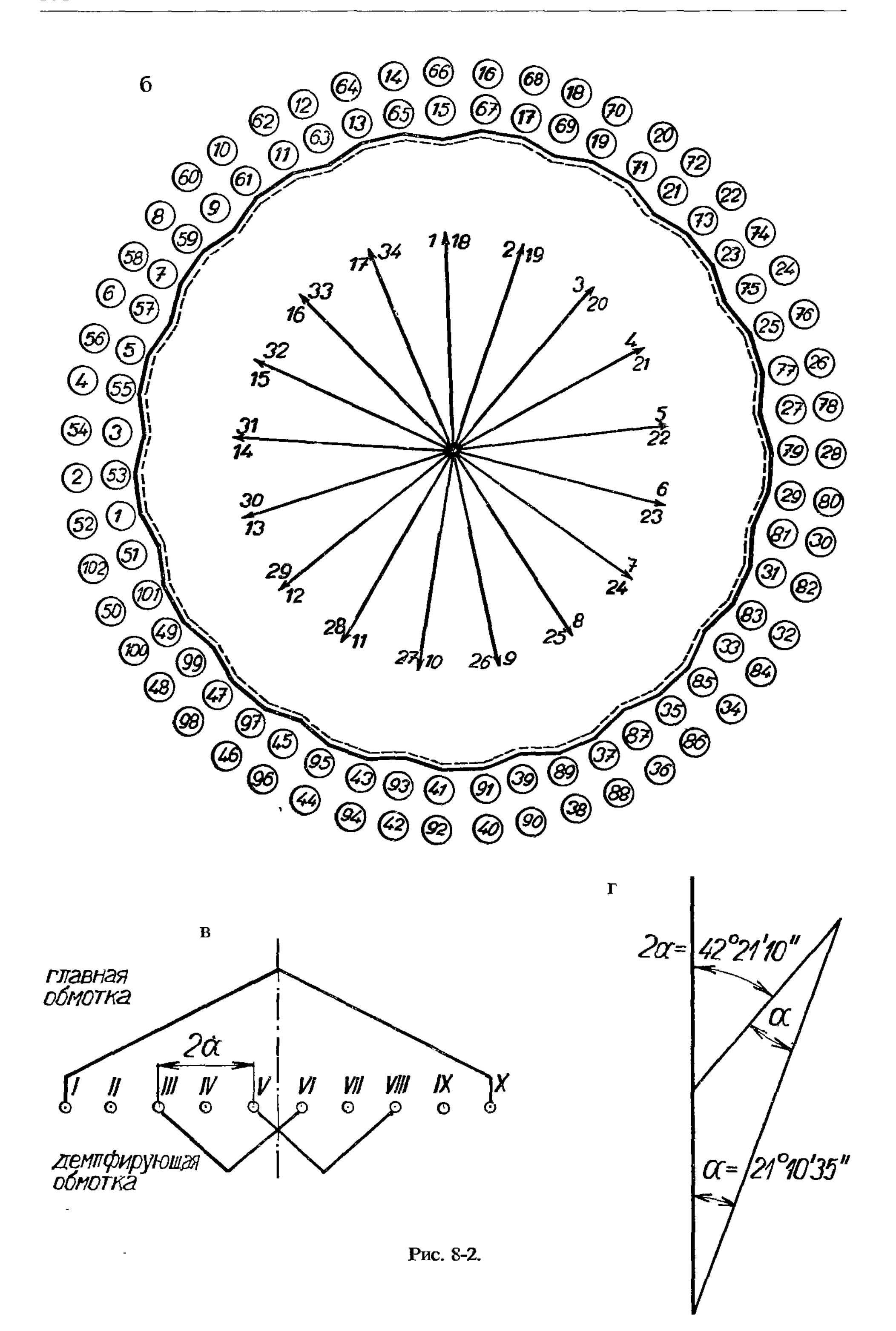
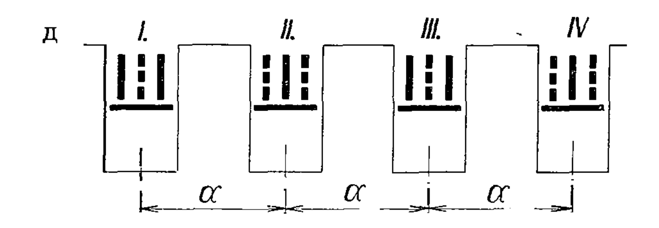

б
в
главная обмотка
2α
I II III IV V VI VII VIII IX X
демпфирующая обмотка
г
2α= 42°21'10"
α
α= 21°10'35"

Рис. 8-2.



е

ж

з

Пазы

Рис. 8-2.

гом $y'_{d_1} = 9$ так, чтобы к нему можно было целесообразно подобрать шаг демпфирующей обмотки. Тогда данные главной обмотки будут:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad Q = 8{,}5, \quad N_d = 34, \quad u = 3, \quad N_c = K = 102,$$

$$y_p = 51, \quad y'_{d_1} = 9, \quad y'_k = 2, \quad y'_1 = 27, \quad y'_2 = -25, \quad P = 17,$$

$$\alpha = \alpha'.$$

Проверим выполнимость укорочения шага у демпфирующей обмотки из выражения

$$\eta = 2 \arcsin \left[\frac{1}{2} \sin \left(90^\circ \frac{9}{8{,}5} \right) \right] = 2 \arcsin \left(\frac{1}{2} \sin 95^\circ 17' 39'' \right),$$

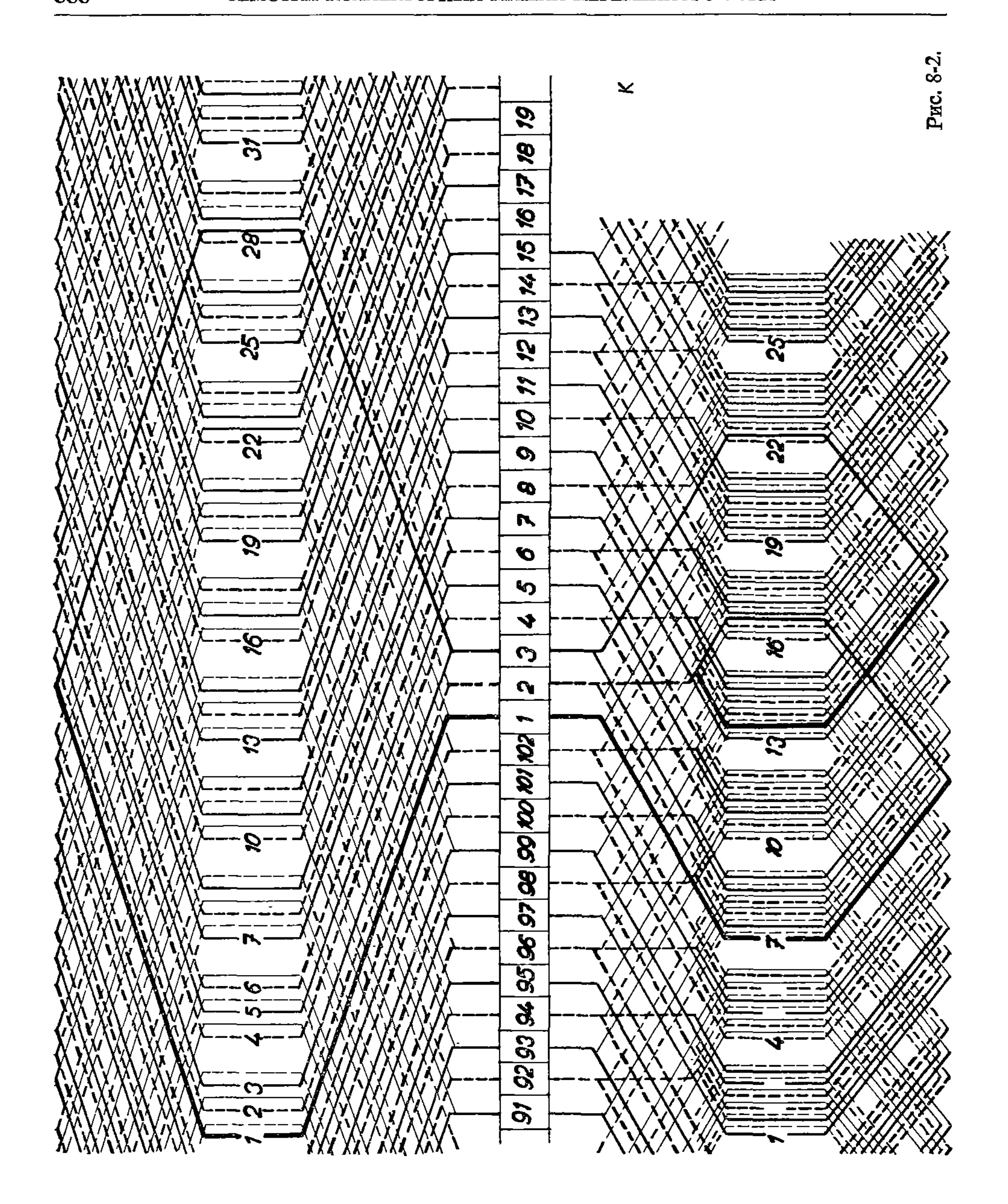


Рис. 8-2.

и следовательно:

$$\eta = 59°43'6''.$$

Этому углу отвечает пазовый шаг:

$$y''_{d_1} = 8{,}5\,\frac{59°43'6''}{180°} = 2{,}8 \Rightarrow 3 \text{ паза}.$$

Вследствие того, что у пазового шага y''_d было взято ближайшее высшее значение, то эта разность выравнивается соответствующим преобразованием. На рис. 8-2в показано сопряжение составляющих секций, причем очевидно, что секция демпфирующей обмотки была расщеплена на две части так, что их фазовое смещение отвечает углу 2α, где

$$\alpha = \frac{360^\circ}{17} = 21^\circ 10' 35'' .$$

Электродвижущие силы расщепленных секций геометрически складываются по рис. 8-2г. Из этого следует, что коэффициент шага демпфирующей обмотки необходимо умножить на

$$\cos \alpha = \cos 21^\circ 10' 35'' = 0{,}93249 .$$

Коэффициенты шагов составляющих обмоток будут:

$$\kappa'_k = \sin\left(90^\circ \frac{9}{8{,}5}\right) = \sin 95^\circ 17' 39'' = 0{,}99573 ,$$

$$\kappa''_k = \sin\left(90^\circ \frac{3}{8{,}5}\right) = \sin 31^\circ 45' 53'' = 0{,}52644 ,$$

из чего следует неуравновешенность обмотки:

$$\chi = \frac{2\kappa''_k \cos \alpha - \kappa'_k}{\kappa'_k} 100\% = \frac{2 \,.\, 0{,}52644 \,.\, 0{,}93249 - 0{,}99573}{0{,}99573} 100\%$$

и после вычисления

$$\chi = -1{,}4\% .$$

Из этого видно, что с этой точки зрения обмотка удовлетворяет. Тогда данные демпфирующей обмотки будут

$$p = 2 , \quad a = 4 , \quad Q = 8{,}5 , \quad N_d = 34 , \quad u = 3 , \quad N_c = K = 102 ,$$

$$y''_{d_1} = 3 , \quad y''_k = 2 , \quad y''_1 = 9 , \quad y''_2 = -7 .$$

Этими значениями определяются вспомогательные схемы главной и демпфирующей обмоток (рис. 8-2а). Так как число пластин K и шаги по коллектору y'_k и y''_k имеют общий делитель — два, обе составляющие обмотки распадутся на два обхода. На рис. 8-2а приведены лишь начала и концы расщепленных секций.

Для более детального исследования распределения напряжения в рассматриваемой демпфирующей обмотке, определим точный вид, величину и положение потенциальных многоугольников отдельных составляющих обмоток. При этом необходимо учитывать расположение проводников отдельных обходов в пазах по порядку. На рис. 8-2д показано несколько пазов с проводниками

главной обмотки. Очевидно, что одинаковая группировка проводников в пазах повторяется в одном обходе главной обмотки через один паз. Т. е. периодичность размещения проводников в пазах отвечает двум пазовым делениям, а именно углу 2α. Так как два обхода включены один в другой, результирующая периодичность будет отвечать одному пазовому делению. На рис. 8-2е показана одна вершина потенциального многоугольника основной обмотки. Соответствующий центральный угол α дается выражением:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{P} = \frac{360^\circ}{17} = 21^\circ 10' 35''.$$

Предположим, что радиус описанной окружности вокруг потенциального многоугольника $R_1 = 100$ мм. Тогда можно определить отдельные размеры вершины. Длина $\overline{ac}$ отвечает половине напряжения двух крайних проводников в верхней части паза I на рис. 8-2д, начерченых сплошной линией. Аналогично, длина $\overline{fb}$ определяет половину напряжения в среднем проводнике того же паза, обозначеного штриховой линией. Равным образом это относится и для паза II, где длина $\overline{bd}$ отвечает половине электродвижущей силы крайних проводников и — $\overline{ce}$ половине напряжения среднего проводника. Отношение этих длин выразится в виде:

$$\overline{ac} : \overline{fb} = 2 : 1 \tag{8-1}$$

и аналогично

$$\overline{bd} : \overline{ce} = 2 : 1. \tag{8-1'}$$

Определим из трапеции $(abcd)$ на рис. 8-2е соответствующие углы; вследствие того, что сторона $\overline{bc}$ перпендикулярна к оси 0 угла α, следует, что угол будет

$$(abc) = (dbc) = \frac{\alpha}{2}.$$

Далее имеем:

$$\overline{ac} \parallel \overline{fb}, \quad \overline{ac} = 2\overline{fb}, \quad \overline{bd} \parallel \overline{ce}, \quad \overline{bd} = 2\overline{ce},$$

так что треугольники (abc) и (bcd) равнобедренные, с углом у основания равным $\alpha/2$.

Очевидно, что

$$\overline{ab} = \overline{bc} = \overline{cd}$$

и, кроме того, стороны $\overline{ab}$ и $\overline{bc}$, а также и $\overline{bc}$ и $\overline{cd}$ составляют углы α.

Результирующая э. д. с. $\overline{ad}$ вершины дается геометрической суммой напряжений между пластинами:

$$\overline{ad} = \overline{ab} \mathbin{\hat{+}} \overline{bc} \mathbin{\hat{+}} \overline{cd}.$$

Отношение

$$\kappa_v = \frac{\overline{ad}}{\overline{ab} \mathbin{\hat{+}} \overline{bc} \mathbin{\hat{+}} \overline{cd}}$$

называется коэффициентом вершины, который для $u = 3$ равняется:

$$\kappa_v = \sin\frac{3\alpha}{2} : 3\sin\frac{\alpha}{2}.$$

Вычислим это значение для нашего случая и найдем:

$$\kappa_v = \frac{\sin 31°45'54''}{3\sin 10°35'18''} = 0{,}955.$$

На рис. 8-2е определим еще углы β и γ. Для них справедливо условие:

$$\alpha = \beta + \gamma = 21°10'35''$$

и кроме того:

$$\sin\beta : \sin\gamma = \overline{db} : \overline{bf} = 2 : 1$$

и тогда

$$(\sin\beta + \sin\gamma) : (\sin\beta - \sin\gamma) = 3 : 1,$$

что после преобразования дает

$$\operatorname{tg}\frac{\beta+\gamma}{2} : \operatorname{tg}\frac{\beta-\gamma}{2} = 3 : 1.$$

Так как угол

$$\frac{\beta+\gamma}{2} = \frac{\alpha}{2},$$

то будет

$$\operatorname{tg}\frac{\beta-\gamma}{2} = \frac{1}{3}\operatorname{tg}\frac{\alpha}{2}.$$

После подстановки получится:

$$\operatorname{tg}\frac{\beta-\gamma}{2} = \frac{1}{3}\operatorname{tg} 10°35\ 18''$$

и следовательно

$$\frac{\beta-\gamma}{2} = 3°33'56'', \quad \frac{\beta+\gamma}{2} = 10°35'18''.$$

Тогда будет:

$$\beta = 14°09'14''; \quad \gamma = 7°01'22''.$$

После нахождения отдельных углов можно определить отдельные размеры по рис. 8-2е. Сторона вершины $\overline{bc}$ определяется из выражения:

$$\overline{bc} = 2R_1\sin\frac{\beta-\gamma}{2} = 2 \,.\, 100 \,.\, \sin 3°33'56'' = 12{,}44 \text{ мм},$$

радиус внутренней окружности:

$$R_1' = \overline{oa} = \overline{od} = R_1\cos\beta = 100 \,.\, \cos 14°09'14''$$

и после преобразования

$$R_1' = 96{,}96 \text{ мм} .$$

Радиус вписанной окружности, касательный к хорде ad следует из выражения:

$$R_1'' = \overline{og} = R_1' \cos\frac{\alpha}{2} = 96{,}96 \cos 10°35'18'' = 95{,}31 \text{ мм} .$$

Далее длина

$$\overline{oe} = \overline{of} = R_1 \cos\gamma = 100 \,.\, \cos 7°01'22'' = 99{,}25 \text{ мм} .$$

И наконец длина $\overline{ad}$ будет:

$$\overline{ad} = 2\overline{od} \sin\frac{\alpha}{2} = 2 \,.\, 96{,}96 \sin 10°35'18'' ,$$

что нам дает:

$$\overline{ad} = 35{,}64 \text{ мм}$$

и далее

$$\overline{ac} = \overline{db} = R_1 \sin\beta = 100 \,.\, \sin 14°09'14'' = 24{,}45 \text{ мм} ,$$

$$\overline{bf} = \overline{ce} = R_1 \sin\gamma = 100 \,.\, \sin 7°01'22'' = 12{,}23 \text{ мм} .$$

Аналогично найдем размеры потенциального многоугольника демпфирующей обмотки. Тангенциальное распределение его проводников в пазах аналогично, как и на рис. 8-2д для главной обмотки. Радиус описанной окружности R_2 будет:

$$R_2 = R_1 \frac{2\kappa_k'' \cos\alpha}{\kappa_k'}$$

и после подстановки следует:

$$R_2 = 100 \frac{2 \,.\, 0{,}52644 \,.\, 0{,}93249}{0{,}99573} = 98{,}60 \text{ мм} .$$

Радиус внутренней окружности аналогично равняется:

$$R_2' = \overline{oa'} = \overline{od'} = 96{,}96 \frac{2 \,.\, 0{,}52644 \,.\, 0{,}932549}{0{,}99573} = 95{,}61 \text{ мм} ,$$

а кроме того имеем:

$$\overline{oe'} = \overline{of'} = R_2 \cos\gamma = 98{,}60 \,.\, \cos 7°01'22'' = 97{,}86 \text{ мм} ,$$

$$R_2'' = \overline{og'} = R_2' \cos\frac{\alpha}{2} = 95{,}61 \,.\, \cos 10°35'18'' = 93{,}99 \text{ мм} ,$$

$$\overline{a'd'} = 2R_2' \sin\frac{\alpha}{2} = 2 \,.\, 95{,}61 \,.\, \sin 10°35'18'' = 35{,}14 \text{ мм} ,$$

$$\overline{bc'} = 2R_2 \sin \frac{\beta - \gamma}{2} = 2 \, . \, 98{,}60 \sin 3°33'56'' = 12{,}26 \text{ мм} ,$$

$$\overline{a'c'} = \overline{d'b'} = R_2 \sin \beta = 98{,}60 \, . \sin 14°09'14'' = 24{,}11 \text{ мм} ,$$

$$\overline{b'f'} = \overline{c'e'} = R_2 \sin \gamma = 98{,}60 \sin 7°01'22'' = 12{,}05 \text{ мм} .$$

Найдя эти значения, можно построить потенциальные многоугольники обеих обмоток, которые показаны на рис. 8-2б. Внешний — отвечает главной обмотке и внутренний — демпфирующей обмотке. На рис. 8-2ж начерчено включение секций главной и демпфирующей обмоток; на рис. 8-2з показано распределение проводников составляющих обмоток в пазах и соединение проводников расщепленной двойной секции демпфирующей обмотки. Из середины демпфирующей двойной секции выведено соединение к пластине номер *2*, и вследствие этого, оба обхода главной обмотки взаимно связаны. На рис. 8-2к начерчена конструкционная схема обмотки. Недостаток такой обмотки заключается в том, что она требует уравнительных соединений, или уравнительной обмотки.

в) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ДВОЙСТВЕННОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ВОЛНОВОЙ ОБМОТКИ С $u = 3$ (рис. 8-3)

Если главную обмотку выполнить в виде волновой, а демпфирующую в виде петлевой обмотки, то недостатки, заключающиеся в применении уравнительных соединений или же уравнительных обмоток, будут устранены. Отметим, что в предыдущем случае для волновой уравнительной обмотки справедливы общие условия:

$$y'_{d_1} + y'''_{d_1} = y_{d_p} ; \quad y'_k + y'''_k = y_p .$$

Так как у петлевой основной обмотки было $y'_{d_1} = 9$ и $y_{d_p} = 17$, пазовый шаг главной волновой обмотки будет:

$$y'''_{d_1} = y_{d_p} - y'_{d_1} = 17 - 9 = 8 .$$

Шаги по коллектору равняются:

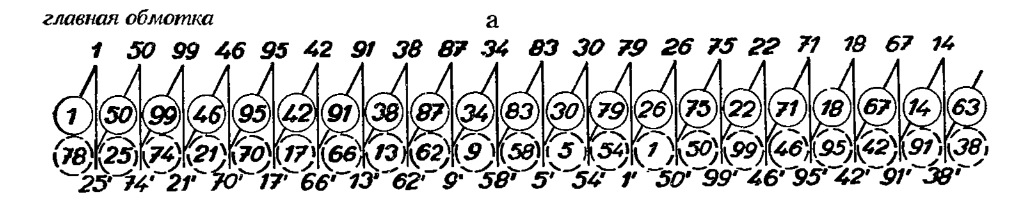
$$y'_k = 2 , \quad y'''_k = y_p - y'_k = 51 - 2 = 49 .$$

Если нам известны шаги y'''_{d_1} и y'''_k, то на основании данных, приведенных в предыдущем параграфе, можно составить данные для главной волновой обмотки; и получим:

$$p = 2 , \quad a = 4 , \quad Q = 8{,}5 , \quad N_d = 34 , \quad u = 3 , \quad N_c = K = 102 ,$$

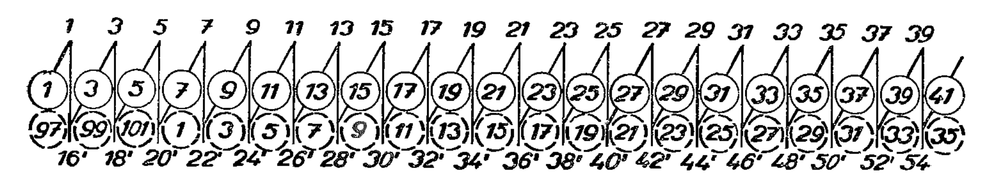
$$y_p = 51 , \quad y'''_{d_1} = 8 , \quad y'''_k = 49 , \quad y'''_1 = 24 , \quad y'''_2 = 49 - 24 = 25 ,$$

$$P = 17 , \quad \alpha = \alpha' .$$

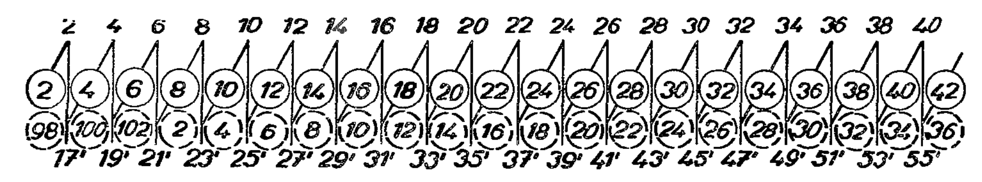


демпфирующая обмотка

I-ый обход



II-й обход



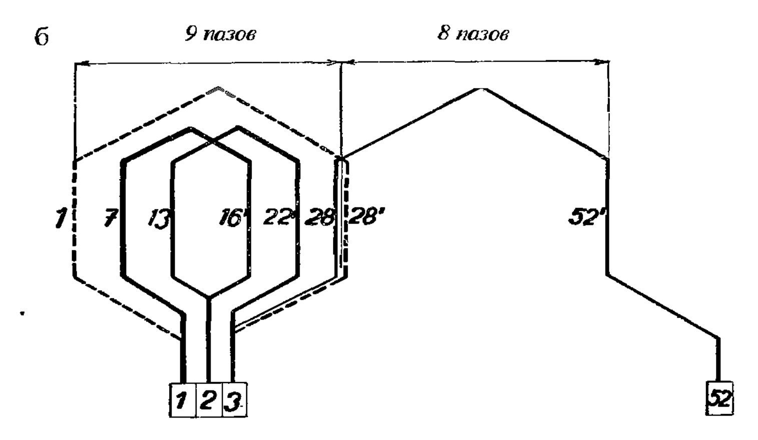


Рис. 8-3. Демпфированная обмотка, выведенная из двойственной множественной параллельной волновой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 34$, $u = 3$, $N_c = K = 102$, $Q = 8{,}5$, $P = 17$, $y'''_{d_1} = 8$, $y'''_1 = 24$, $y'''_k = 49$, $y'''_2 = 25$, $y''_{d_1} = 3$, $y''_1 = 9$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -7$.

Что касается демпфирующей обмотки, то она, согласно предыдущему, остается неизменной:

$$p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad Q = 8{,}5\,,\quad N_d = 34\,,\quad u = 3\,,\quad N_c = K = 102\,,$$

$$y''_{d_1} = 3\,,\quad y''_k = 2\,,\quad y''_1 = 9\,,\quad y''_2 = -7\,.$$

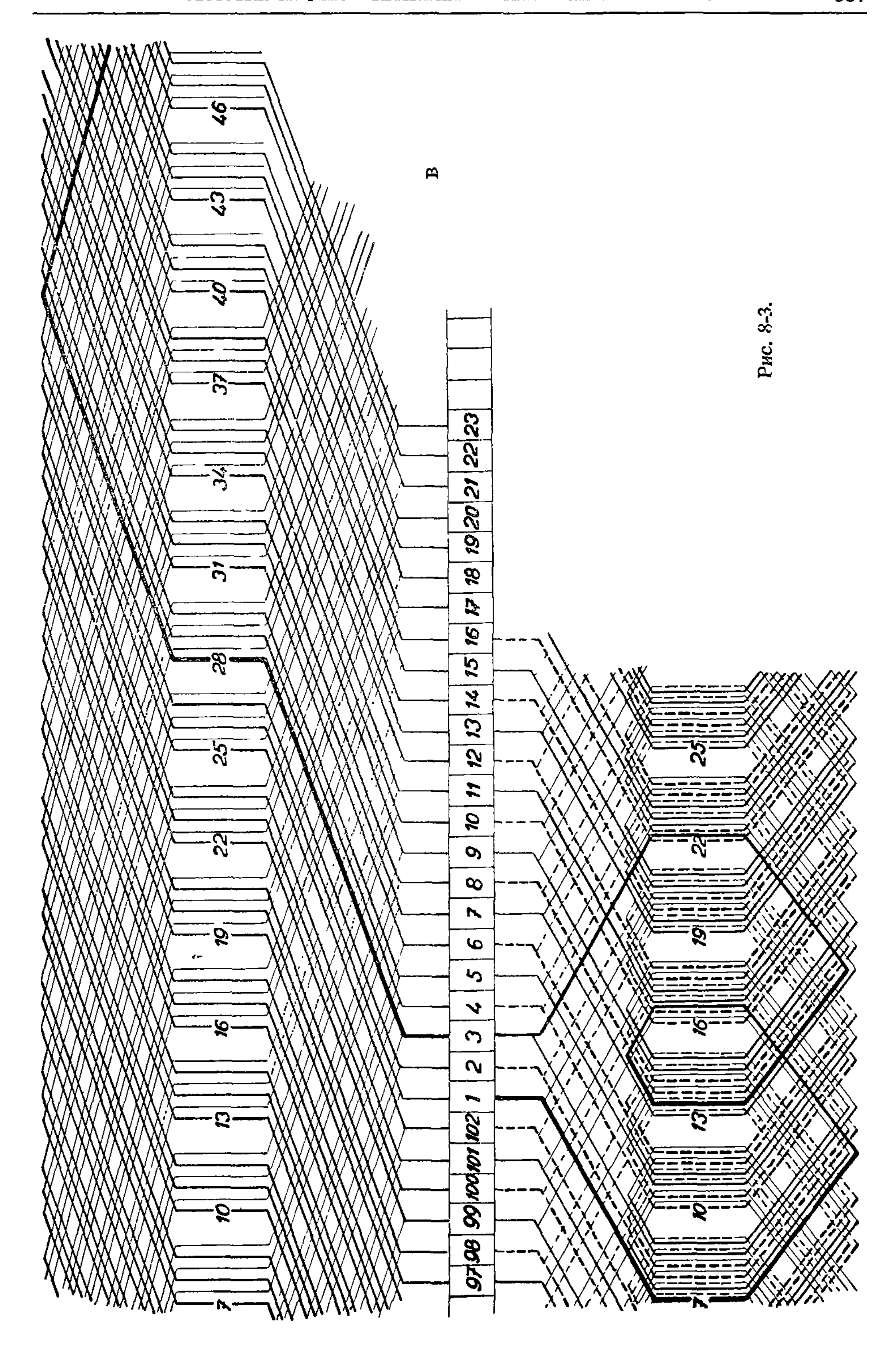

В
7
10
13
16
19
22
25
28
31
34
37
40
43
46
97 98 99 100 101 102 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23
7
10
13
16
19
22
25

Рис. 8-3.

Включение составляющих обмоток показано на рис. 8-3б. Секция, обозначенная штриховой линией, представляет петлевую секцию первоначальной главной обмотки, которая здесь была заменена волновой обмоткой, обозначенной сплошной линией.

Вспомогательные схемы обеих составляющих обмоток приведены на рис. 8-3а. Главная волновая обмотка имеет шаг по коллектору $y_k''' = 49$, не имеющий общего делителя с числом пластин $K = 102$, и поэтому она будет иметь один обход. И наоборот, демпфирующая петлевая обмотка имеет шаг $y_k'' = 2$, имеющий общий делитель с числом пластин, и обмотка распадется на два обхода. Вместо уравнительных соединений первого рода средняя точка каждой секции демпфирующей обмотки присоединяется к средней коллекторной пластине (см. рис. 8-3б), например к пластине номер *2*, лежащей между крайними пластинами *1* и *3*. Таким образом обе составляющие обмотки взаимно связаны.

Нумерацию пластин обеих составляющих обмоток подберем (рис. 8-3б) так, чтобы получить на рис. 8-2б тождественный потенциальный многоугольник. Часть конструкционной схемы такой обмотки показана на рис. 8-3в.

г) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ДВОЙСТВЕННОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКИ С $u = 5$ (рис. 8-4)

Выведем далее из двойственной множественной параллельной петлевой обмотки демпфированную обмотку, где число пластин на один паз $u = 5$. В качестве основной обмотки выберем из таблицы 14-3 обмотку с данными:

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad Q = 9{,}5\,, \quad N_d = 38\,, \quad u = 5\,, \quad y_d = 9\,.$$

Прежде всего проверим выполнимость такой обмотки, принимая во внимание пазовый шаг:

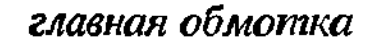
$$\eta = 2\arcsin\left[\frac{1}{2}\sin\left(90^\circ\frac{9}{9{,}5}\right)\right] = 2\arcsin\left[\frac{1}{2}\sin 85^\circ 15' 47''\right],$$

откуда:

$$\eta = 2\,.\,29^\circ 53' 16'' = 59^\circ 46' 32''\,.$$

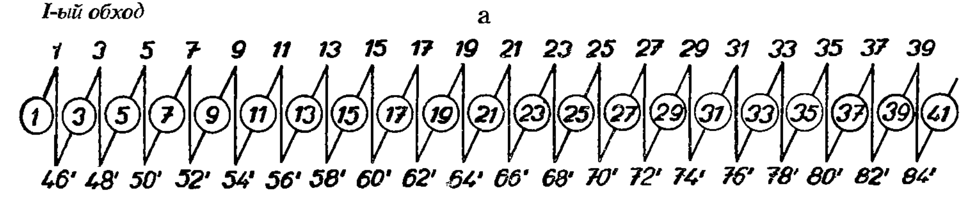
Этот угол отвечает пазовому шагу:

$$y_{d_1}'' = 9{,}5\,\frac{59^\circ 46' 32''}{180^\circ} = 3{,}15 \Rightarrow 3\text{ паза}\,.$$

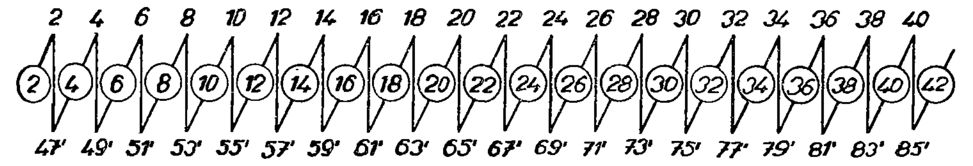


I-ый обход

а

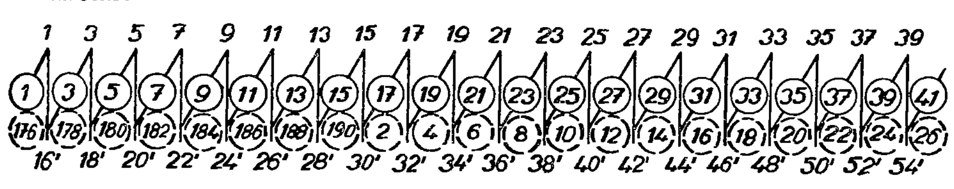


II-й обход



демпфирующая обмотка

I-ый обход



II-й обход

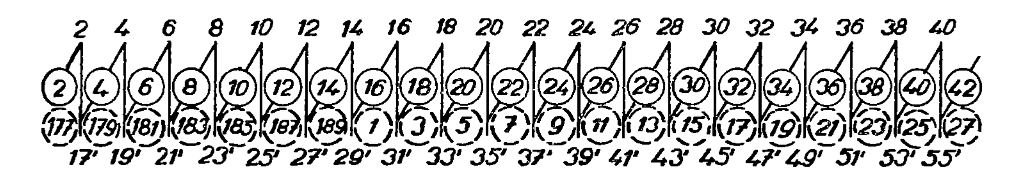


Рис. 8-4. Демпфированная обмотка, выведенная из двойственной множественной параллельной петлевой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N = 38$, $u = 5$, $N = K = 190$, $Q = 9{,}5$, $P = 19$, $y'_{d_1} = 9$, $y'_1 = 45$, $y'_k = 2$, $y'_2 = -43$, $y''_{d_1} = 3$, $y''_1 = 15$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -13$.

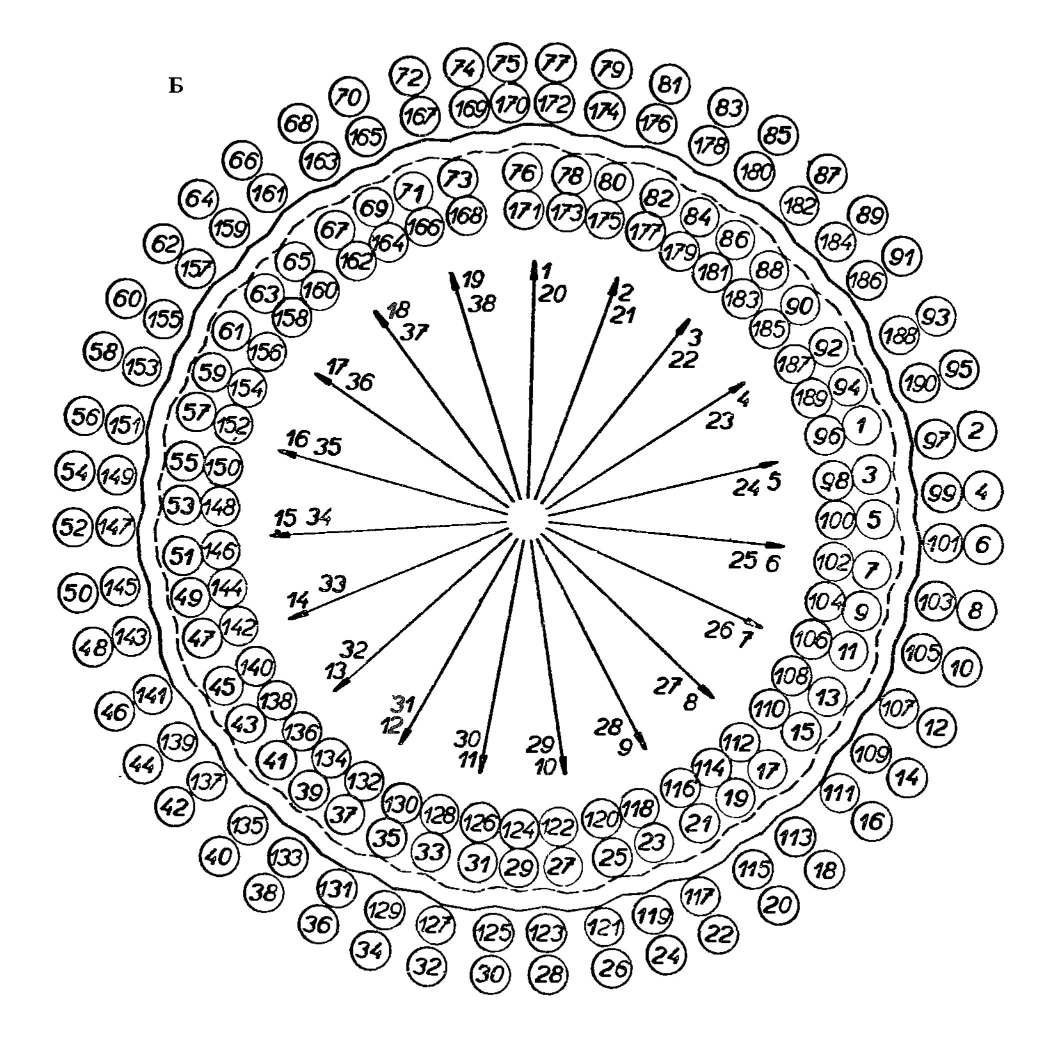
Степень неуравновешенности такой обмотки найдем при помощи выражений для коэффициентов шагов:

$$\kappa'_k = \sin\left(90^\circ \frac{9}{9{,}5}\right) = \sin 85^\circ 15' 47'' = 0{,}9966\,,$$

$$\kappa''_k = \sin\left(90^\circ \frac{3}{9{,}5}\right) = \sin 28^\circ 25' 16'' = 0{,}47594\,.$$

Тогда неуравновешенность выразится в виде

$$\chi = \frac{2\,.\,0{,}47594 - 0{,}9966}{0{,}9966}\,100\% = -4{,}486\%\,,$$



которую можно считать удовлетворительной. Размещение секций составляющих обмоток выполним по рис. 8-4в и тогда можно составить данные для обеих составляющих обмоток. Для главной петлевой обмотки получим:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad Q = 9{,}5, \quad N_d = 38, \quad u = 5, \quad N_c = K = 190,$$

$$y'_{d_1} = 9, \quad y'_k = 2, \quad y'_1 = 45, \quad y'_2 = 2 - 45 = -43, \quad P = \frac{38}{2} = 19.$$

Для демпфирующей петлевой обмотки имеем:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad Q = 9{,}5, \quad N_d = 38, \quad u = 5, \quad N_c = K = 190,$$

$$y''_{d_1} = 3, \quad y''_k = 2, \quad y''_1 = 15, \quad y''_2 = 2 - 15 = -13.$$

По этим данным построим соответствующие вспомогательные схемы на рис. 8-4а. Так как число пластин и шаги по коллектору обеих обмоток имеют

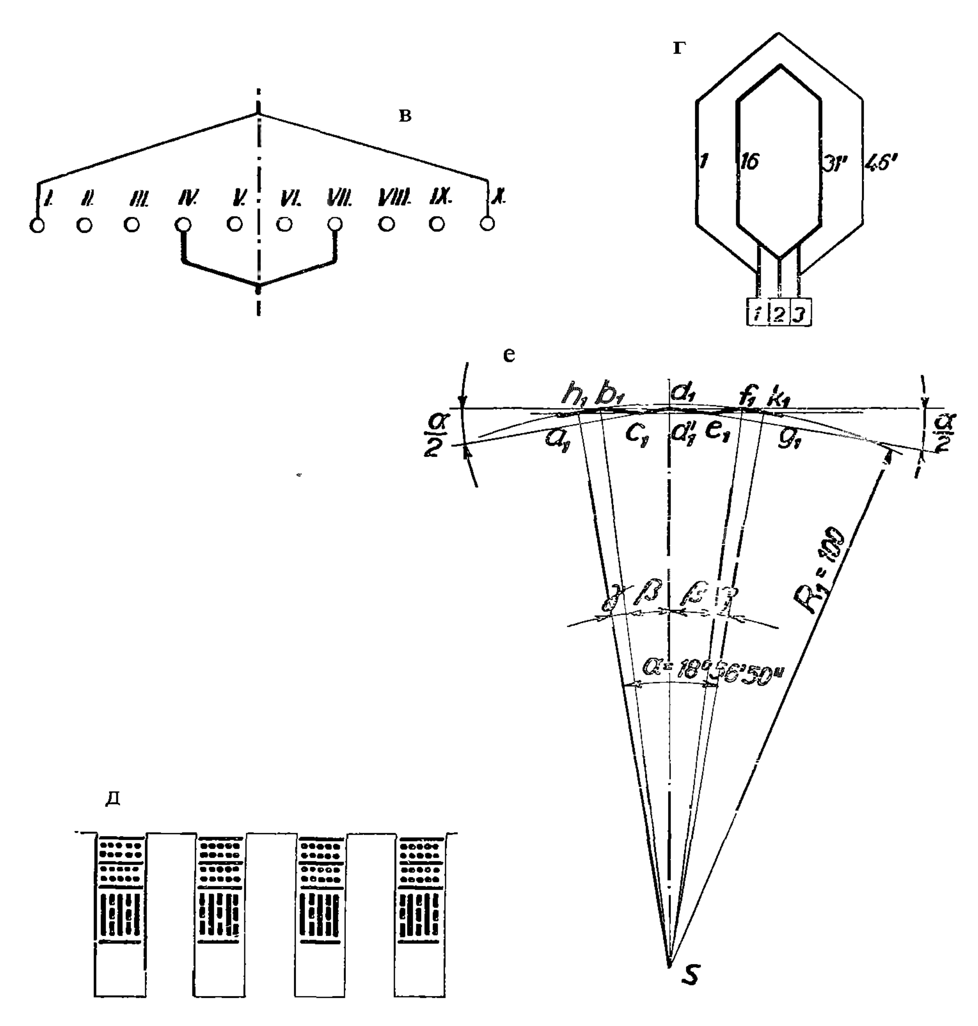


Рис. 8-4.

общий делитель — два, обе составляющие обмотки распадаются на два обхода. Если составляющие обмотки желательно взаимно связать, то следует произвести перенумерацию в одной из обмоток. Перенумерацию произведем у демпфирующей обмотки по рис. 8-4г, из чего следует, что номера пластин необходимо уменьшить на 15, т. е. вместо пластины номер *1* получим пластину номер *176*, и, аналогично, вместо пластины номер *2* получим пластину номер *177* и т. д.

Для нахождения величины и взаимного положения потенциальных многоугольников составляющих обмоток, вычислим в потенциальном многоугольнике размеры вершин главной и демпфирующей обмоток. Из рис. 8-4д видно, что пазы в порядке последовательности по окружности якоря имеют в одном

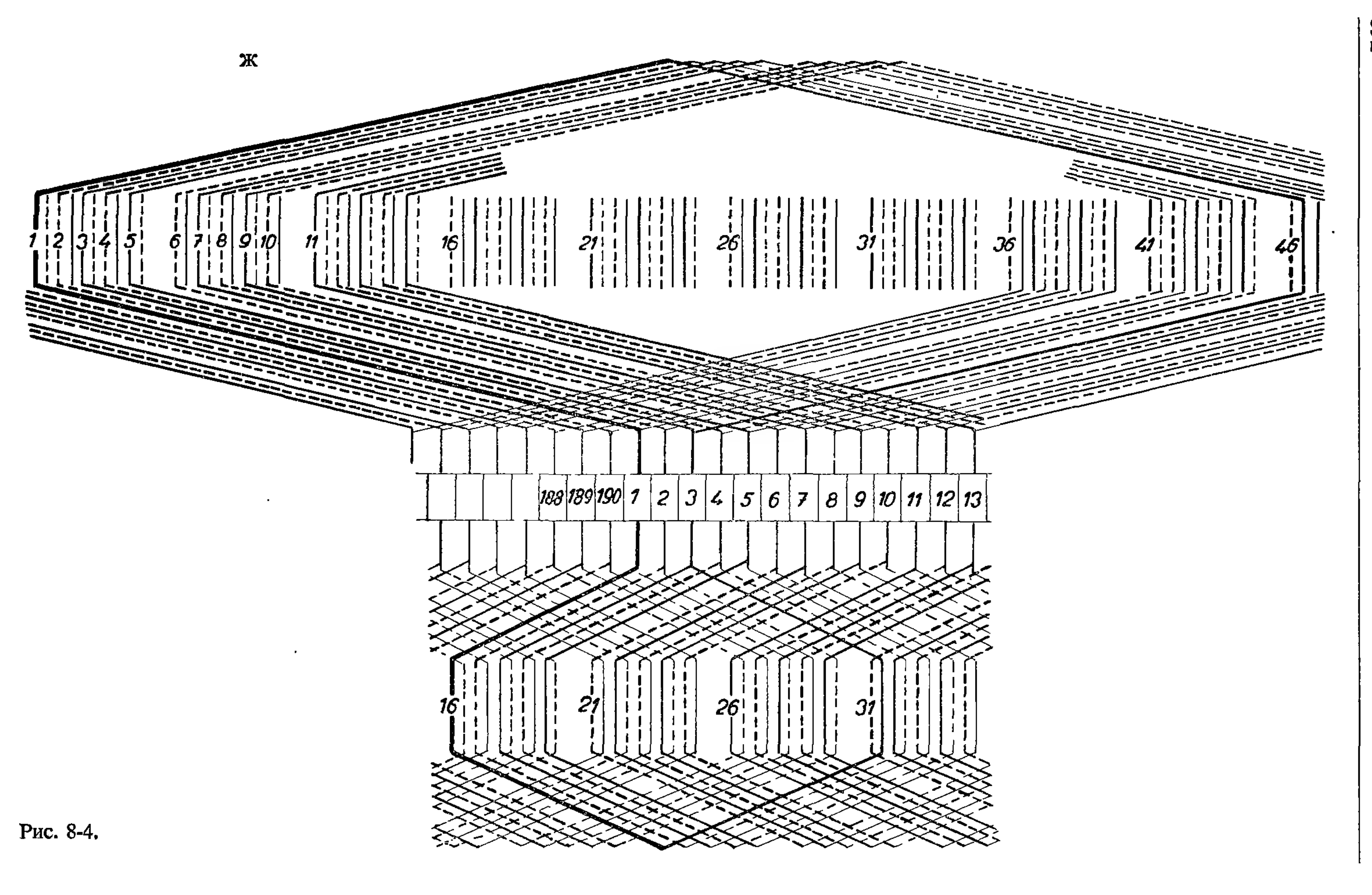

ж
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 16 21 26 31 36 41 46
188 189 190 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
16 21 26 31

Рис. 8-4.

слое последовательно *3—2—3* ... стороны одного обхода обмотки, в то время как второй обход имеет *2—3—2* ... стороны в тех же пазах. Из этого можно легко вывести вид вершины потенциального многоугольника основной обмотки (рис. 8-4е). Центральный угол вершины будет:

$$\alpha = \frac{360^\circ}{19} = 18^\circ 56' 50''.$$

Если зададимся радиусом окружности, описанной около потенциального многоугольника главной обмотки, например $R_1 = 100$ мм, то можно определить все размеры вершины. Легко убедиться, что треугольники (a_1, b_1, c_1), (c_1, d_1, e_1), (e_1, f_1, g_1) на рис. 8-4е равнобедренные, с углом у основания $\alpha/2$. Если индуктируемая электродвижущая сила одной секции дана длиной $S_1 = \overline{a_1 c_1} = \overline{c_1 e_1} = \overline{e_1 g_1}$, или же $S_1 = \overline{b_1 d_1} = \overline{d_1 f_1}$, то стороны потенциального многоугольника будут:

$$\overline{a_1 b_1} = \overline{b_1 c_1} = \overline{c_1 d_1} = \overline{d_1 e_1} = \overline{e_1 f_1} = \overline{f_1 g_1} = \frac{S_1}{2\cos 0{,}5\alpha}.$$

После соединения точек b_1 и f_1 с центром, получим углы:

$$\sphericalangle (h_1 s b_1) = \sphericalangle (f_1 s k_1) = \gamma, \quad \sphericalangle (b_1 s d_1) = \sphericalangle (d_1 s f_1) = \beta,$$

причем имеем:

$$\beta + \gamma = \frac{\alpha}{2} = 9^\circ 28' 25''.$$

Тогда можно определить углы β и γ, так как:

$$\sin\beta = \frac{S_1}{R_1}; \quad \sin\gamma = \frac{S_1}{4R\cos\frac{1}{2}\alpha}.$$

Составим соотношение:

$$\sin\beta : \sin\gamma = 1 : \frac{1}{4\cos 0{,}5\alpha} = 4\cos\frac{\alpha}{2} : 1$$

и напишем его в виде:

$$(\sin\beta + \sin\gamma) : (\sin\beta - \sin\gamma) = \left(4\cos\frac{\alpha}{2} + 1\right) : \left(4\cos\frac{\alpha}{2} - 1\right),$$

после преобразования получим:

$$\operatorname{tg}\frac{\beta+\gamma}{2} : \operatorname{tg}\frac{\beta-\gamma}{2} = \left(4\cos\frac{\alpha}{2} + 1\right) : \left(4\cos\frac{\alpha}{2} - 1\right).$$

А так как

$$\frac{\beta+\gamma}{2} = \frac{\alpha}{4} = 4^\circ 44' 12'',$$

то из этого отношения следует:

$$\operatorname{tg}\frac{\beta-\gamma}{2} = \operatorname{tg}\frac{\alpha}{4}\frac{4\cos 0{,}5\alpha - 1}{4\cos 0{,}5\alpha + 1}.$$

После подстановки соответствующих значений выведем:

$$\frac{\beta-\gamma}{2} = 2°49'31'' ; \quad \frac{\beta+\gamma}{2} = \frac{\alpha}{4} = 4°44'12'' ,$$

откуда:

$$\beta = 7°33'43'' , \quad \gamma = 1°54'41'' .$$

Так как углы β и γ нам известны, то отдельные размеры вершины можно определить:

$$\overline{sd_1} = R_1 \cos\beta = 100\cos 7°33'43'' = 99{,}13 \text{ мм} ,$$

$$\overline{sk_1} = R_1 \cos\gamma = 100\cos 1°54'41'' = 99{,}95 \text{ мм} .$$

Далее имеем:

$$S_1 = R_1 \sin\beta = 100\sin 7°33'43'' = 13{,}16 \text{ мм} ,$$

откуда следует величина стороны многоугольника:

$$S_1' = \overline{a_1b_1} = \overline{b_1c_1} = \overline{c_1d_1} = \overline{d_1e_1} = \overline{e_1f_1} = \overline{f_1g_1} =$$

$$= \frac{S_1}{2\cos 0{,}5\alpha} = \frac{13{,}16}{2\cos 9°28'25''} = 6{,}67 \text{ мм} ,$$

или также

$$\overline{a_1b_1} = 2R_1 \sin\gamma = 200\sin 1°54'41'' = 6{,}67 \text{ мм} .$$

Длина

$$\overline{d_1d_1'} = \frac{S_1}{2}\operatorname{tg}\frac{\alpha}{2} = \frac{13{,}16}{2}\operatorname{tg} 9°28'25'' = 1{,}10 \text{ мм}$$

и таким образом размеры вершины по рис. 8-4е были определены.

Аналогично найдем размеры вершины демпфирующей обмотки с индексами „2“. Радиус окружности описанной около многоугольника будет:

$$R_2 = R_1\left(1 + \frac{\chi}{100}\right) = 100 \,.\, 0{,}95514 = 95{,}51 \text{ мм} ,$$

напряжение секции отвечает выражению:

$$S_2 = S_1\left(1 + \frac{\chi}{100}\right) = 13{,}16 \,.\, 0{,}95514 = 12{,}57 \text{ мм} .$$

Тогда остальные размеры будут:

$$\overline{sd_2} = R_2 \cos\beta = 95{,}51 \,.\, \cos 7°33'43'' = 94{,}68 \text{ мм} ,$$

$$\overline{sk_2} = R_2 \cos\gamma = 95{,}51 \,.\, \cos 1°54'41'' = 95{,}46 \text{ мм} ,$$

$$S_2 = R_2 \sin\beta = 95{,}51 \,.\, \sin 7°33'43'' = 12{,}57 \text{ мм},$$

$$\overline{d_2 d_2'} = \frac{S_2}{2} \operatorname{tg}\frac{\alpha}{2} = 6{,}285 \,.\, \operatorname{tg} 9°28'25'' = 1{,}05 \text{ мм}.$$

Сторона многоугольника демпфирующей обмотки следует из соотношения:

$$S_2' = \frac{S_2}{2\cos 0{,}5\alpha} = \frac{6{,}285}{\cos 9°28'25''} = 6{,}37 \text{ мм}.$$

Теперь, когда известны все размеры потенциальных многоугольников обеих составляющих обмоток, можно их детально начертить (см. рис. 8-4б). Из рисунка видно, что многоугольники расположены параллельно. Конструкционные схемы, показанные на рис. 8-4ж, можно построить на основании вспомогательных схем на рис. 8-4а. Если средние точки секций демпфирующей обмотки по рис. 8-4г соединить с промежуточными пластинами отвечающих секций главной обмотки, то обе составляющие обмотки будут взаимно связаны. Размещение проводников в пазах показано на рис. 8-4д. Здесь уместно сказать, что, для правильного функционирования, эта обмотка требует уравнительных соединенений первого рода, или уравнительной обмотки.

Без этих соединений можно обойтись, если одну из составляющих обмоток, лучше всего главную, выбрать в виде волновой. Соответствующее решение было приведено в параграфе 8в настоящей главы.

д) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ СИММЕТРИЧНОЙ ТРОЙСТВЕННОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ОБМОТКИ (рис. 8-5)

Покажем еще, как из нормальной тройственной множественной параллельной обмотки с $u = 2$ можно вывести демпфированную обмотку. В таком случае целесообразно выполнить демпфированную обмотку с утроенным числом витков главной обмотки, и тогда можно все пластины последовательно включить в эту обмотку. Из таблицы нормальных многократных множественных параллельных обмоток постоянного тока номер 14-7 найдем обмотку с данными:

$$p = 2\,, \quad \frac{a}{p} = 3\,, \quad Q = 14\,, \quad N_d = 56\,, \quad u = 2\,, \quad y_d = 14\,.$$

Проверим пригодность такой обмотки для демпфированной обмотки:

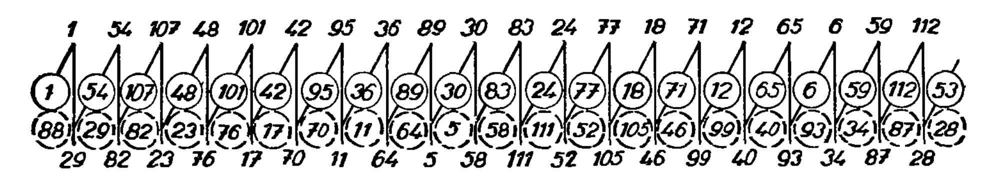
$$\eta = 2 \arcsin\left(\tfrac{1}{3}\sin 90°\right) = 2 \,.\, 19°28'17'' = 38°56'34''\,,$$

из чего следует пазовый шаг этой обмотки

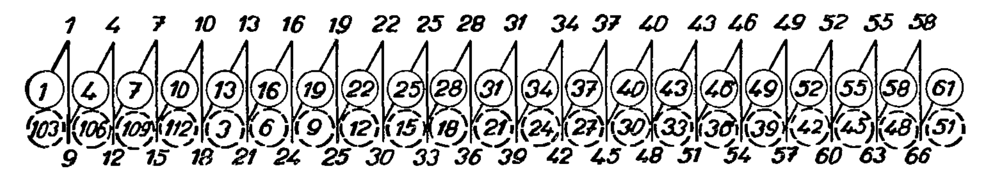
$$y_{d_1}' = 14\,\frac{38°56'34''}{180°} = 3{,}03 \Rightarrow 3 \text{ паза}\,,$$

а

главная обмотка



демпфирующая обмотка



б

Рис. 8-5. Демпфированная обмотка, выведенная из тройственной множественной параллельной обмотки; $p = 2$, $a = 6$, $N_d = 56$, $u = 2$, $N_c = K = 112$, $Q = 14$, $P = 28$, $y'_{d_1} = 14$, $y'_1 = 28$, $y'_k = 3$, $y'_2 = -25$, $y''_{d_1} = 3$, $y''_1 = 6$, $y''_k = 3$, $y''_2 = -3$.

что можно считать вполне удовлетворительным. Сопряжение секций обеих составляющих обмоток показано на рис. 8-5в. Секции демпфирующей обмотки необходимо расщепить на две половины с фазным смещением

$$\alpha = 12°51'27''.$$

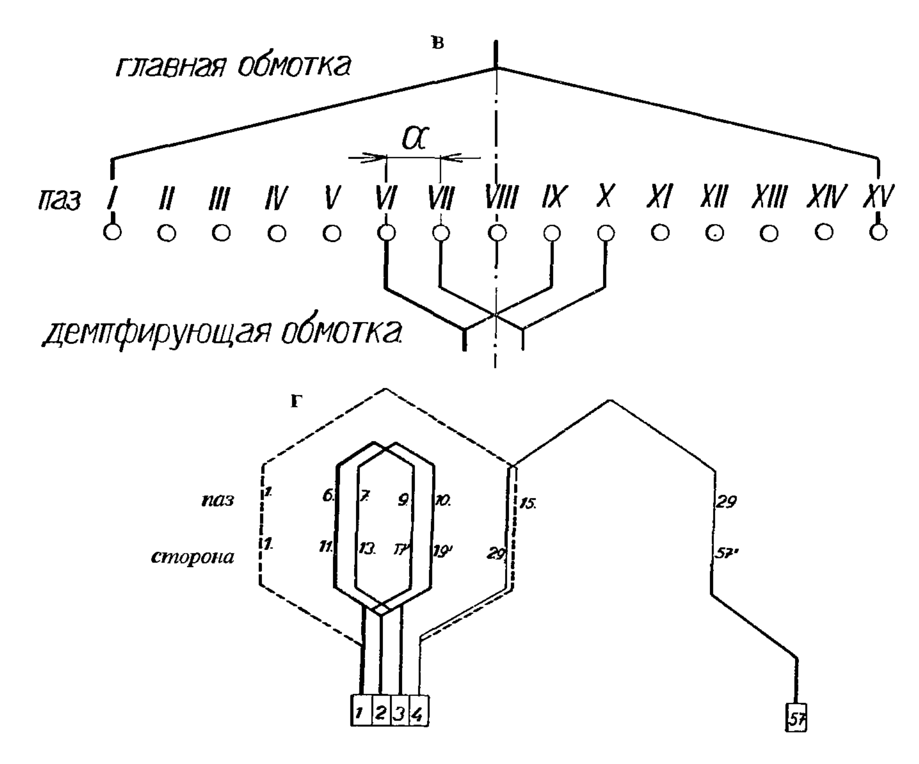


Рис. 8-5.

Для определения неуравновешенности такой обмотки вычислим соответствующие коэффициенты шага:

$$\kappa_k' = \sin 90° = 1\,; \quad \kappa_k'' = \sin\left(90°\,\frac{3}{14}\right) = \sin 19°17'9'' = 0{,}33028\,.$$

Кроме того, необходимо учитывать расщепление секций демпфирующей обмотки; для этого вводится коэффициент:

$$\cos\frac{\alpha}{2} = \cos 6°25'44'' = 0{,}9937\,.$$

Тогда неуравновешенность следует из выражения:

$$\chi = \frac{3\kappa_k''\cos 0{,}5\alpha - \kappa_k'}{\kappa_k'}\,100 = \frac{3\,.\,0{,}33028\,.\,0{,}9937 - 1}{1}\,100 = -1{,}54\%\,.$$

Так как это значение допустимо, то можно составить данные для обеих обмоток.

Для главной петлевой обмотки получим:

$$p = 2, \quad a = 6, \quad Q = 14, \quad N_d = 56, \quad u = 2, \quad N_c = K = 112,$$
$$y'_k = 3, \quad y'_{d_1} = 14, \quad y'_1 = 28, \quad y'_2 = 3 - 28 = -25, \quad P = \frac{56}{2} = 28,$$
$$\alpha = \alpha'.$$

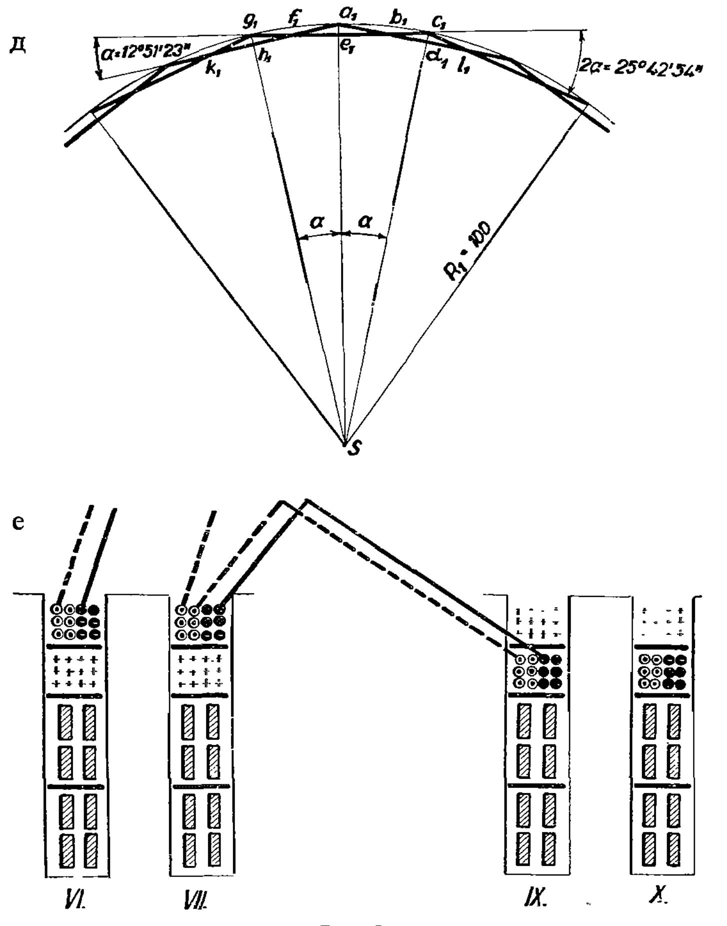


Рис. 8-5.

и аналогично, для демпфирующей петлевой обмотки:

$$p = 2, \quad a = 6, \quad Q = 14, \quad N_d = 56, \quad u = 2, \quad N_c = K = 112,$$
$$y''_k = 3, \quad y''_{d_1} = 3, \quad y''_1 = 6, \quad y''_2 = 3 - 6 = -3. \qquad (8\text{-}1)$$

Главная петлевая обмотка требует либо уравнительных соединений первого рода, либо уравнительной обмотки. Во избежания этого, главную обмотку вы-

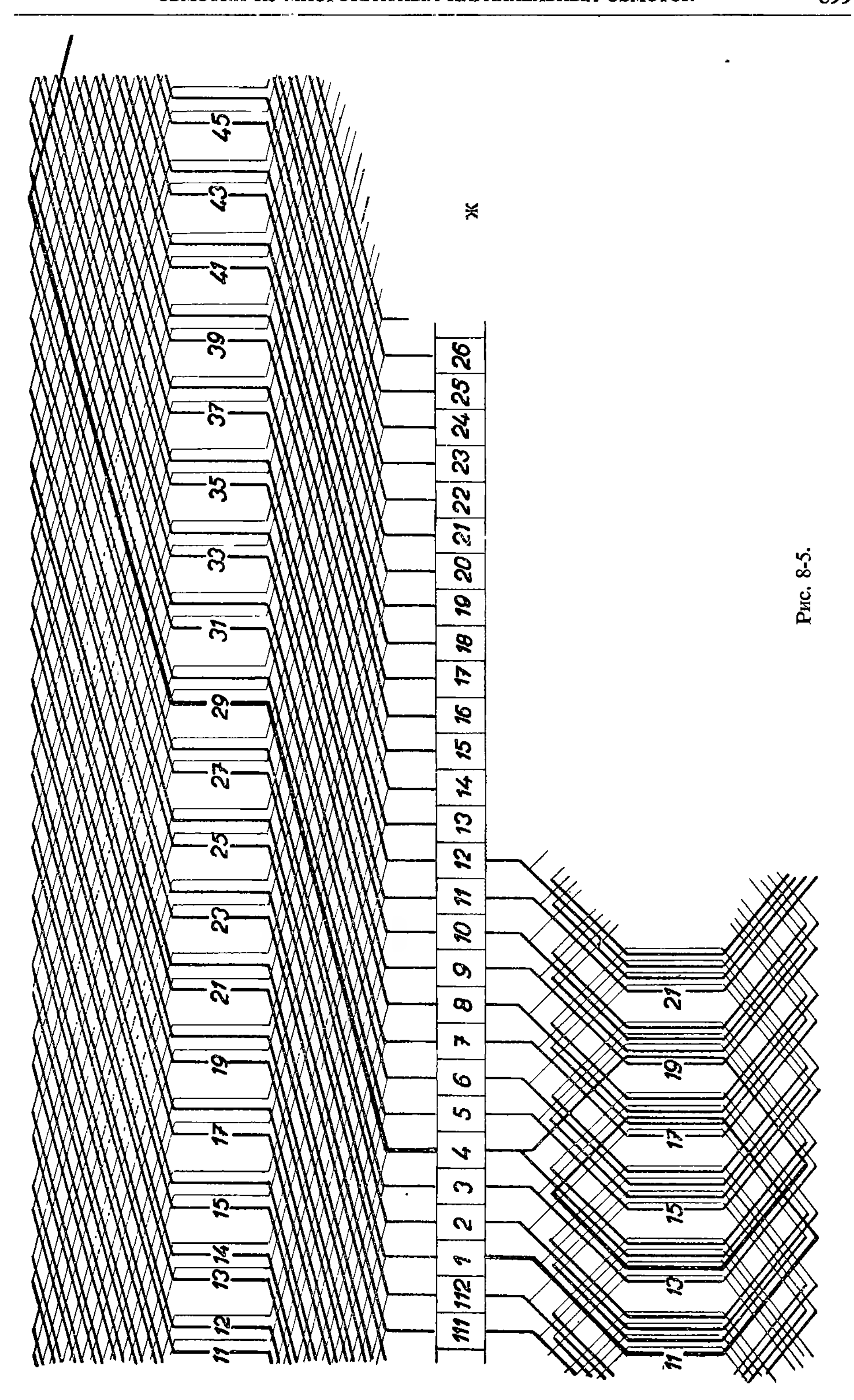


Рис. 8-5.

полним в виде волновой обмотки так, чтобы она имела неизмененный потенциальный многоугольник. Эта обмотка будет одновременно выполнять функцию и уравнительной обмотки, так что она должна удовлетворять следующим известным условиям:

$$y'_k + y'''_k = \frac{K}{p}; \quad y'_{d_1} + y'''_{d_1} = \frac{N_d}{p},$$

т. е.

$$3 + y'''_k = \frac{112}{2}; \quad 14 + y'''_{d_1} = \frac{56}{2},$$

откуда следует:

$$y'''_k = 53, \quad y'''_{d_1} = 14,$$

причем символ (‴) относится к главной волновой обмотке. И данные главной обмотки будут:

$$p = 2, \quad a = 6, \quad Q = 14, \quad N_d = 56, \quad u = 2, \quad N_c = K = 112, \quad y'''_k = 53,$$
$$y'''_{d_1} = 14, \quad y'''_1 = 28, \quad y'''_2 = 53 - 28 = 25, \quad P = \tfrac{56}{2} = 28, \quad \alpha = \alpha'. \quad (8\text{-}2)$$

Тогда предлагаемая демпфированная обмотка будет состоять из составляющих обмоток, определяемых данными по (8-1) и (8-2). Их вспомогательные схемы показаны на рис. 8-5а. Включение секций и перенумерация пластин осуществляются согласно рис. 8-5г. Секция, обозначенная на этом рисунке штриховой линией, отвечает петлевой секции первоначальной основной обмотки, которая была заменена демпфирующей обмоткой с значительно укороченным шагом. На рис. 8-5д показана одна вершина потенциального многоугольника главной обмотки. Если выбрать радиус описанной окружности для главной обмотки, например $R_1 = 100$ мм, и если известен угол $\alpha = 12°15'27''$, то можно вычислить отдельные размеры вершины.

Радиус вписанной окружности будет:

$$R'_1 = \overline{sd_1} = \overline{se_1} = \overline{sh_1} = R_1 \cos\alpha = 100 \,.\, \cos 12°51'27'' = 97{,}49 \text{ мм},$$
$$\overline{a_1d_1} = \overline{c_1e_1} = \overline{a_1h_1} = \overline{e_1g_1} = R'_1 \operatorname{tg}\alpha = 97{,}49 \,.\, \operatorname{tg} 12°51'27'' = 22{,}25 \text{ мм},$$
$$\overline{d_1b_1} = \overline{b_1e_1} = \overline{e_1f_1} = \overline{f_1h_1} = R'_1 \operatorname{tg}\frac{\alpha}{2} = 97{,}49 \,.\, \operatorname{tg} 6°25'44'' = 10{,}99 \text{ мм}.$$

$$\overline{a_1b_1} = \overline{b_1c_1} = \overline{a_1f_1} = \overline{f_1g_1} = \overline{a_1d_1} - \overline{d_1b_1} = 22{,}25 - 10{,}99 = 11{,}27 \text{ мм},$$

Напряжение в секции отвечает стороне:

$$S_1 = \overline{a_1k_1} = \overline{a_1l_1} = 2\overline{d_1b_1} + \overline{a_1b_1} = 33{,}24 \text{ мм}.$$

После определения размеров вершин главной обмотки, можно приступить к их определению и для демпфирующей обмотки (с символом „2“):

$$R_2 = R_1\left(1 + \frac{\chi}{100}\right) = 100 \,.\, 0{,}9846 \quad = 98{,}46 \text{ мм}\,,$$

$$R_2' = R_1'\left(1 + \frac{\chi}{100}\right) = 97{,}49 \,.\, 0{,}9846 = 95{,}99 \text{ мм}\,,$$

$$\overline{a_2d_2} = \overline{c_2e_2} = \overline{a_2h_2} = \overline{g_2e_2} = R_2' \operatorname{tg}\alpha = 95{,}99 \operatorname{tg} 12°51'27'' = 21{,}92 \text{ мм}\,,$$

$$\overline{d_2b_2} = \overline{b_2e_2} = \overline{e_2f_2} = \overline{f_2h_2} = R_2' \operatorname{tg}\frac{\alpha}{2} = 95{,}99 \operatorname{tg} 6°25'44'' = 10{,}82 \text{ мм}\,,$$

$$\overline{a_2b_2} = \overline{b_2c_2} = \overline{a_2f_2} = \overline{f_2g_2} = \overline{a_2d_2} - \overline{d_2b_2} = 21{,}92 - 10{,}82 = 11{,}10 \text{ мм}\,.$$

Напряжение в секции дается стороной:

$$S_2 = \overline{a_2k_2} = \overline{a_2l_2} = 2\overline{d_2b_2} + \overline{a_2b_2} = 32{,}74 \text{ мм}\,.$$

Теперь, когда на основании рис. 8-5д известны размеры вершин главной и демпфирующей обмоток, можно построить отвечающие им потенциальные многоугольники. На рис. 8-5б построен многоугольник главной обмотки. Многоугольник демпфирующей обмотки не приводится; он располагался бы внутри, в непосредственной близи потенциального многоугольника главной обмотки. Размещение проводников в пазах *6*, *7* и *9*, *10* по рис. 8-5в показано на рис. 8-5е. Из каждой двойной секции демпфирующей обмотки выведено два ответвления к промежуточным пластинам, расположенным между пластинами одной основной ветви, как это видно на рис. 8-5г.

Конструкционная схема этой обмотки показана на рис. 8-5ж.

9. ДЕМПФИРОВАННЫЕ ОБМОТКИ, ВЫВЕДЕННЫЕ ИЗ МНОГОКРАТНЫХ МНОЖЕСТВЕННЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫРОЖДЕННЫХ ОБМОТОК

Демпфированные обмотки можно также выполнять на основании многократных множественных параллельных вырожденных обмоток. Как известно, вырожденные обмотки получаются в тех случаях, когда какое-нибудь из основных условий, справедливое для симметричных многократных множественных параллельных обмоток, не выполнено. Для демпфированных обмоток можно применить лишь обмотки, имеющие $a/p = 2$, $u = 2, 4, 6$, или же $a/p = 4$, $u = 2$, которые выполняются в виде ступенчатых обмоток.

а) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА С ПРИМЕРНО ПОЛНЫМ ШАГОМ, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ДВОЙСТВЕННОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ВЫРОЖДЕННОЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКИ, С $a/p = 2$, $u = 2$ (рис. 9-1)

Рассмотрим петлевую вырожденную двойственную множественную параллельную ступенчатую обмотку с данными:

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad N_d = 36\,, \quad Q = 9\,, \quad u = 2\,, \quad N_c = K = 72\,,$$

$$y'_{d_1} = 9{,}5\,, \quad y'_k = 2\,, \quad y'_1 = 19\,, \quad y'_2 = 2 - 19 = -17\,, \quad P = \tfrac{36}{2} = 18\,,$$

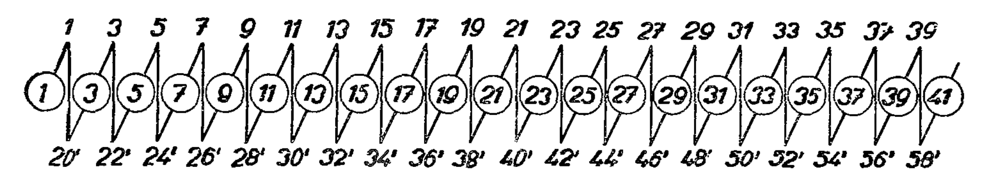
$$\alpha = \alpha' = 20°\,.$$

Проверим выполнимость соответствующей демпфирующей обмотки с учетом пазового шага. С этой целью пазовый шаг определим в угловых градусах:

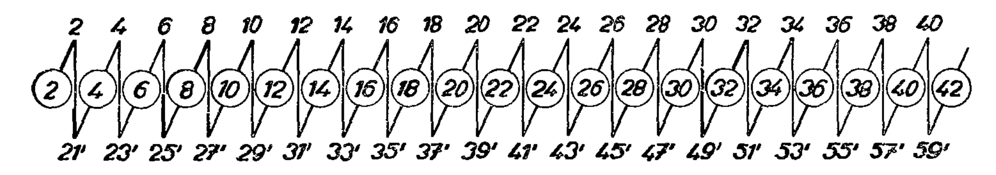
$$\eta = 2 \arcsin \left[\frac{1}{2} \sin \left(90° \frac{9{,}5}{9}\right)\right] = 2\,.\,29°52'27'' = 59°44'54''\,,$$

главная обмотка

I-ый обход а



II-й обход



демпфирующая обмотка

1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23 25 27 29 31 33 35 37 39
1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23 25 27 29 31 33 35 37 39 41
67 69 71 1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23 25 27 29 31 33 35
7' 9' 11' 13' 15' 17' 19' 21' 23' 25' 27' 29' 31' 33' 35' 37' 39' 41' 43' 45'

Рис. 9-1. Демпфированная обмотка, выведенная из двойственной множественной параллельной вырожденной обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 36$, $N_c = K = 72$, $Q = 9$, $P = 18$, $y'_{d_1} = 9{,}5$, $y'_1 = 19$, $y'_k = 2$, $y'_2 = -17$, $y''_{d_1} = 3$, $y''_1 = 6$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -4$.

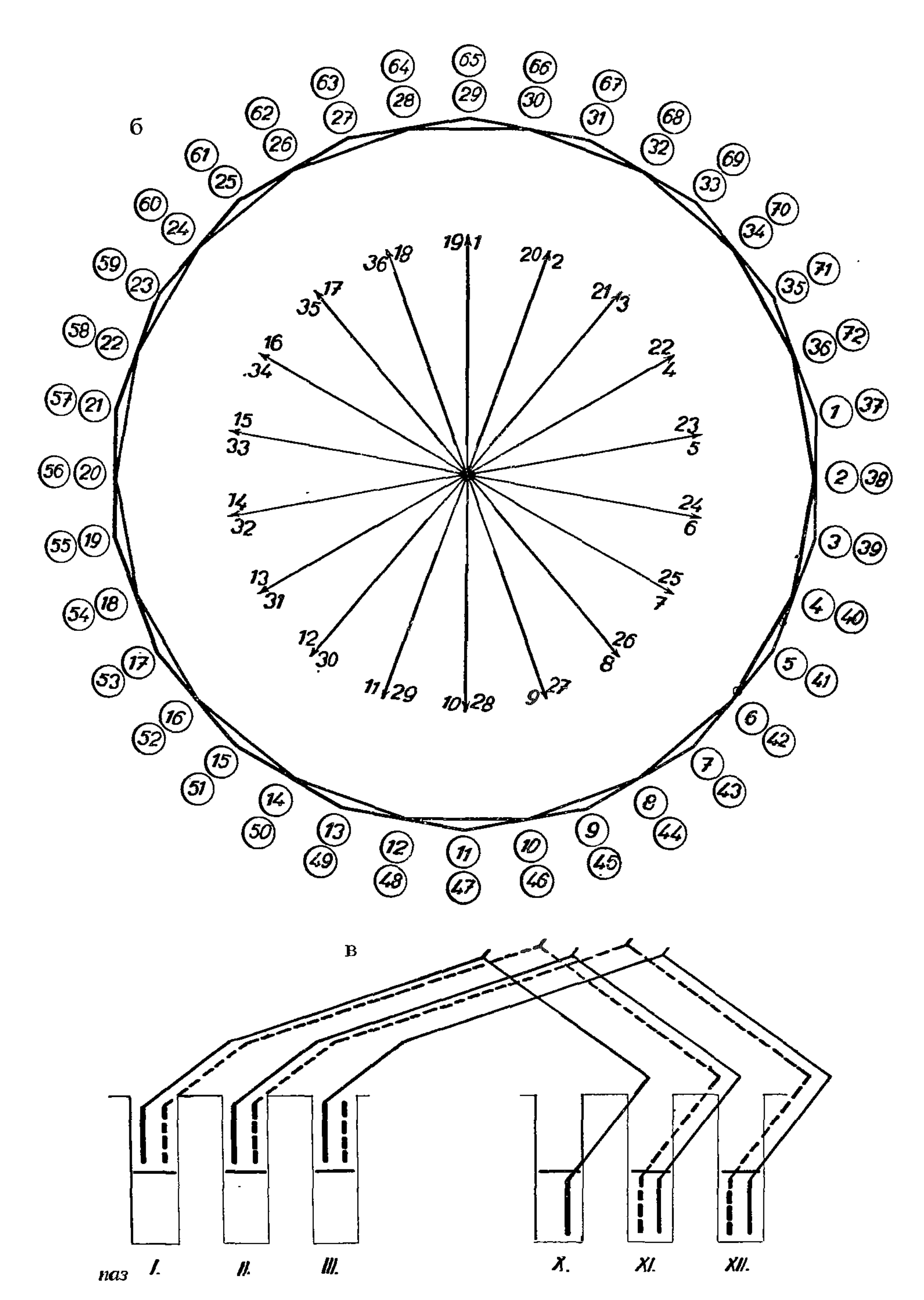


Рис. 9-1.

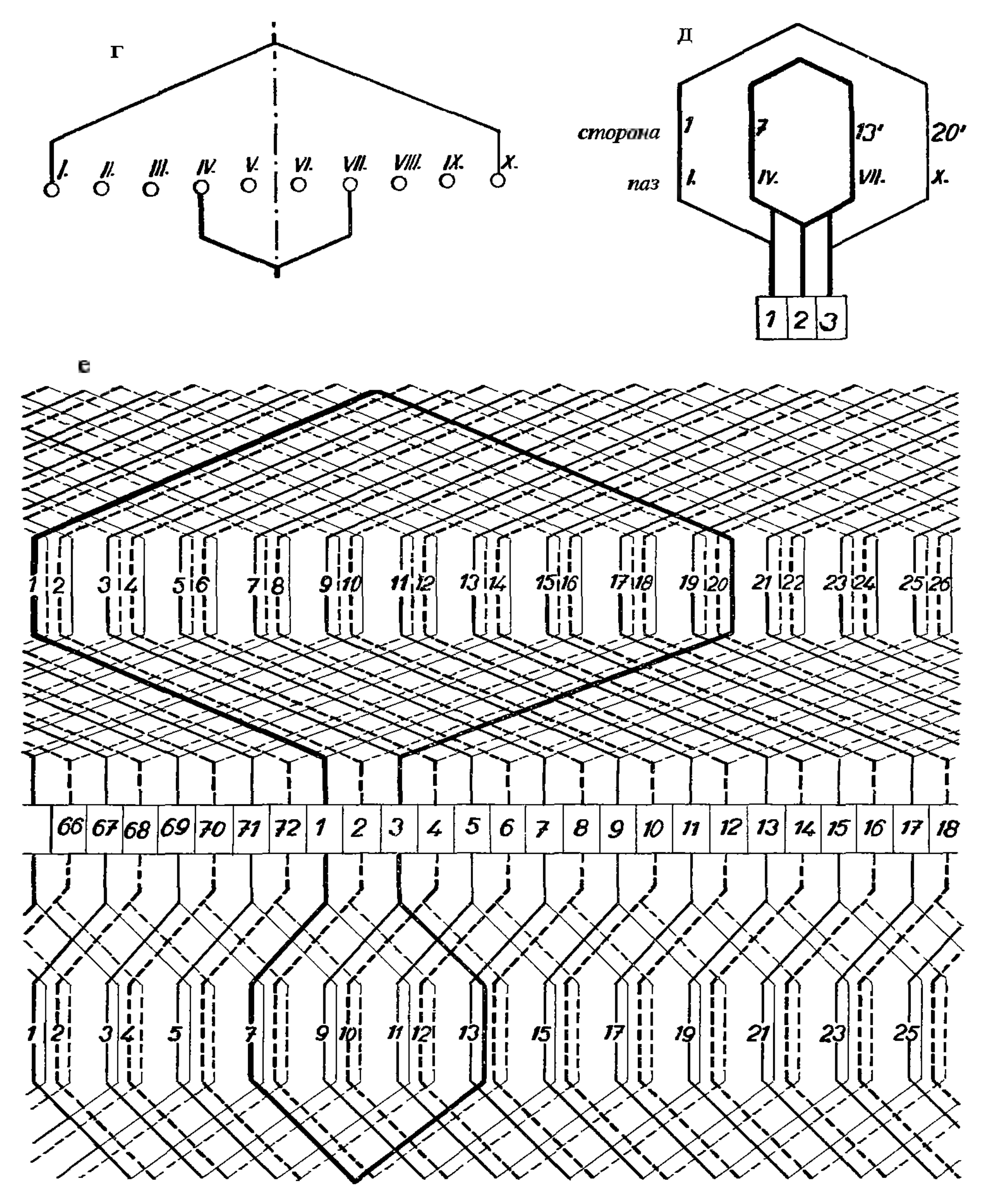


Рис. 9-1.

и тогда шаг по пазам

$$y''_{d_1} = 9\,\frac{59°44'54''}{180°} = 2{,}99 \Rightarrow 3 \text{ паза},$$

т. е. вполне удовлетворяет. Стороны главной обмотки в пазах будут размещены по рис. 9-1в. Демпфирующую обмотку сопрягаем с секцией с пазовым ша-

гом $y'_{d_1} = 9$, лежащей в пазах I и X. Сопряжение секций основной и демпфирующей обмоток было выполнено по рис. 9-1г. Исследуем соответствующую неуравновешенность обмотки. Для чего определим коэффициенты шага составляющих обмоток:

$$\kappa'_k = \sin 90° = 1\,, \quad \kappa''_k = \sin\left(90° \frac{3}{9}\right) = 0{,}5\,,$$

Тогда неуравновешенность обмотки будет:

$$\chi = 0\,,$$

т. е. обмотка будет полностью уравновешена. Тогда можно данные для демпфирующей петлевой обмотки дополнить:

$$p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad N_d = 36\,,\quad Q = 9\,,\quad u = 2\,,\quad N_c = K = 72\,,$$
$$y''_{d_1} = 3\,,\quad y''_k = 2\,,\quad y''_1 = 6\,,\quad y''_2 = 2 - 6 = -4\,.$$

Вспомогательные схемы обеих составляющих обмоток показаны на рис. 9-1а. Из демпфирующей обмотки возьмем лишь один обход. Включение составляющих обмоток показано на рис. 9-1д. Из этого следует, что правильное включение требует уменьшения номеров по порядку пластин демпфирующей обмотки на шесть. Потенциальные многоугольники приведены на рис. 9-1б.

Предположим, что радиус окружности, описанной около внешнего потенциального многоугольника, $R_1 = 100$ мм, тогда хорда между двумя нечетными пластинами будет отвечать:

$$S'_1 = 2R_1 \sin\frac{\alpha}{2} = 200 \sin 10° = 34{,}73 \text{ мм}\,,$$

а хорда между двумя четными пластинами будет отвечать:

$$S''_1 = S'_1 \sin\left(10\frac{\alpha}{2}\right) : \sin\left(9\frac{\alpha}{2}\right) = 34{,}73\frac{\sin 100°}{\sin\ 90°} = 34{,}20 \text{ мм}\,.$$

Радиус окружности, описанной около внутреннего потенциального многоугольника с четными пластинами, будет:

$$R'_1 = R_1 \sin\left(10\frac{\alpha}{2}\right) : \sin\left(9\frac{\alpha}{2}\right) = 100\frac{\sin 100°}{\sin\ 90°} = 98{,}48 \text{ мм}\,.$$

Так как $\chi = 0$, то потенциальный многоугольник демпфирующей обмотки совпадет с внешним потенциальным многоугольником главной обмотки. Оба обхода главной обмотки соединяются при помощи ответвлений из середин отдельных секций демпфирующей обмотки, присоединенных к четным пластинам. Конструкционная схема такой обмотки показана на рис. 9-1е.

б) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ДВОЙСТВЕННОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ВЫРОЖДЕННОЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКИ С УКОРОЧЕННЫМ ШАГОМ, С $a/p = 2$, $u = 2$ (рис. 9-2)

Пусть вырожденная ступенчатая петлевая двойственная множественная параллельная обмотка с укороченным шагом имеет данные:

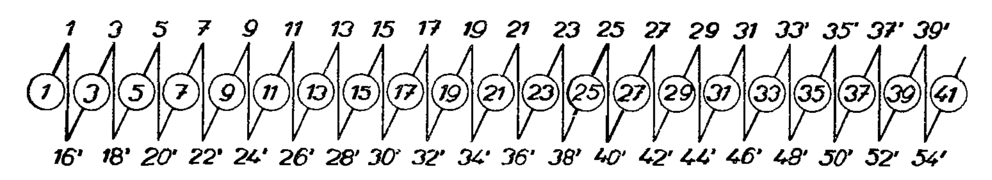
$$p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad N_d = 36\,,\quad Q = 9\,,\quad u = 2\,,\quad N_c = K = 72\,,$$

$$y'_{d_1} = 7{,}5\,,\quad y'_k = 2\,,\quad y'_1 = 15\,,\quad y'_2 = 2 - 15 = -13\,,\quad P = \tfrac{36}{2} = 18\,,$$

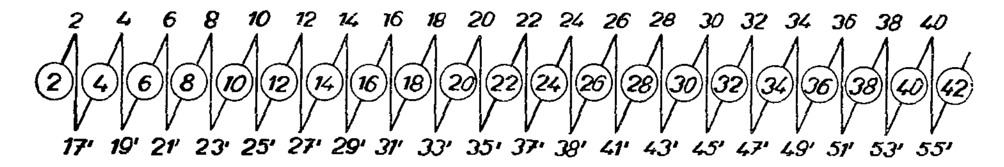
$$\alpha = \alpha' = 20^\circ\,.$$

главная обмотка

I-ый обход а



II-й обход



демпфирующая обмотка

1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23 25 27 29 31 33 35 37 39

1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23 25 27 29 31 33 35 37 39 41

70 72 2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32 34 36 38

9' 11' 13' 15' 17' 19' 21' 23' 25' 27' 29' 31' 33' 35' 37' 39' 41' 43' 45' 47'

Рис. 9-2. Демпфированная обмотка, выведенная из двойственной множественной параллельной вырожденной петлевой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 36$, $u = 2$, $N_c = K = 72$, $Q = 9$, $P = 18$, $y'_{d_1} = 7{,}5$, $y'_1 = 15$, $y'_k = 2$, $y'_{d_2} = -13$, $y''_{d_1} = 3$, $y''_1 = 6$, $y''_2 = -4$.

Проверим выполнимость такой обмотки в сопряжении с демпфирующей обмоткой. Для этого определим угол, отвечающий ее пазовому шагу:

$$\eta = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin\left(90^\circ\frac{7{,}5}{9}\right)\right] = 2\,.\,28^\circ 52' 45'' = 57^\circ 45' 30''\,.$$

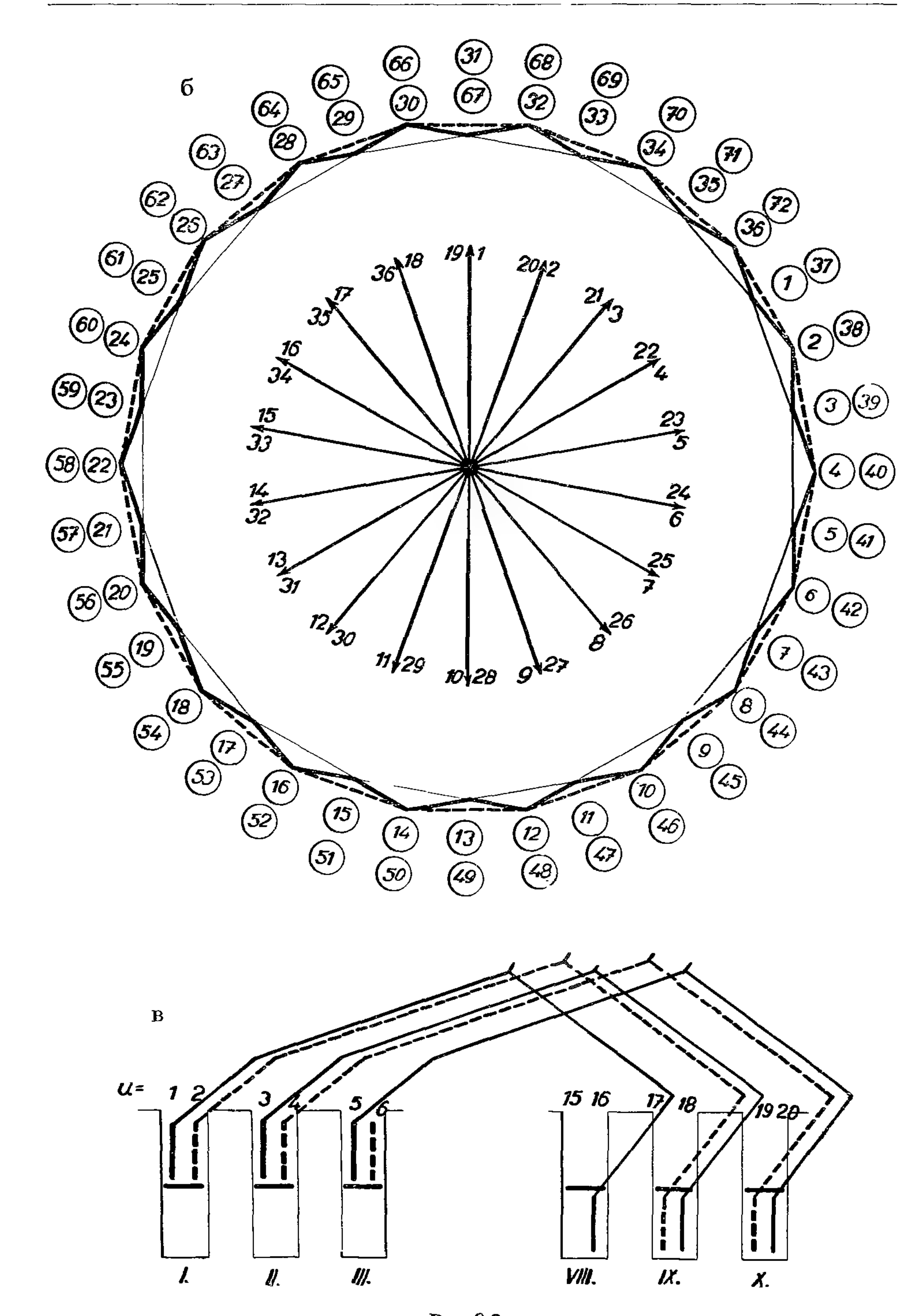


Рис. 9-2.

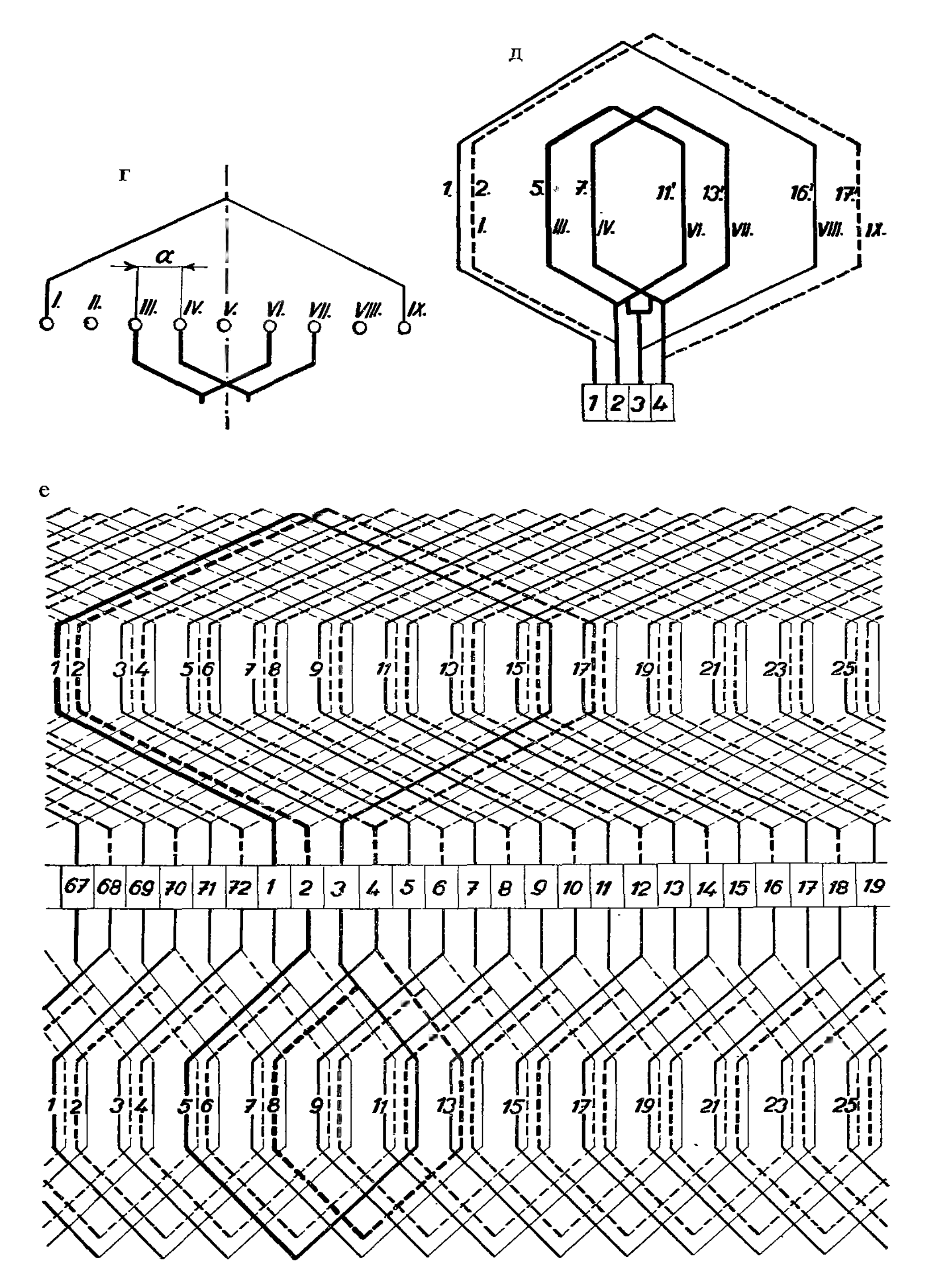

г
α
I.
II.
III.
IV.
V.
VI.
VII.
VIII.
IX.
д
1.
2.
5.
7.
11.
13.
16.
17.
I.
III.
IV.
VI.
VII.
VIII.
IX.
1
2
3
4
е
1
2
3
4
5
6
7
8
9
11
13
15
17
19
21
23
25
67
68
69
70
71
72
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19

Рис. 9-2.

И тогда пазовый шаг будет равняться:

$$y''_{d_1} = 9\,\frac{57°45'30''}{180°} \doteq 2{,}9 \Rightarrow 3 \text{ паза}\,,$$

из чего видно, что обмотка с этой точки зрения удовлетворяет. Размещение проводников главной обмотки в пазах показано на рис. 9-2в. Здесь видно, что секция, передняя сторона которой лежит в верхнем слое паза *I* в положении *2*, имеет заднюю сторону в нижнем слое паза *IX* в положении *17*. То же самое относится и к секциям в дальнейших пазах, которые расположены аналогично. С этими секциями сопрягаем секции демпфирующей обмотки по рис. 9-2г. Учитывая, что секция главной обмотки имеет четный пазовый шаг, в то время как демпфирующая секция — нечетный, необходимо расщепить секции демпфирующей обмотки на две частичные секции с фазовым смещением

$$\alpha = \frac{180°}{9} = 20°\,.$$

Найдем неуравновешенность такой обмотки; для этого определим коэффициенты шага составляющих обмоток:

$$\kappa'_k = \sin\left(90°\,\frac{8}{9}\right) = \sin 80° = 0{,}9848\,; \quad \kappa''_k = \sin\left(90°\,\frac{3}{9}\right) = \sin 30° = 0{,}5\,,$$

а также и коэффициент расщепления:

$$\cos\frac{\alpha}{2} = \cos 10° = 0{,}9848\,.$$

Неуравновешенность, отвечающая обмотке, будет:

$$\chi = \frac{2\,.\,0{,}5\,.\,0{,}9848 - 0{,}9848}{0{,}9848}\,100 = 0\%\,,$$

т. е. обмотка полностью уравновешена. Тогда можно составить данные для демпфирующей обмотки:

$$p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad N_d = 36\,,\quad Q = 9\,,\quad u = 2\,,\quad N_c = K = 72\,,$$
$$y''_{d_1} = 3\,,\quad y''_k = 2\,,\quad y''_1 = 6\,,\quad y''_2 = 2 - 6 = -4\,.$$

Включение составляющих обмоток показано на рис. 9-2д. Размещение составляющих обмоток в пазах обозначено римскими цифрами, а стороны секций арабскими. Секция главной обмотки, размещенная в пазах *I* и *IX*, имеет переднюю сторону с номером *2* и заднюю — с номером *17'*. К ней принадлежит демпфирующая двойная секция, размещенная в пазах *III* и *IV* или *VI* и *VII*, передние стороны которой имеют номера *5* и *7*, а задние *11'* и *13'*.

Очевидно, что пластины демпфирующей обмотки необходимо перенумеровать и номера пластин уменьшить на три.

Вспомогательные схемы показаны на рис. 9-2а. Заметим, что второй обход демпфирующей обмотки не может быть использован, так как между составляющими обмотками существует значительная неуравновешенность. Оба обхода главной обмотки свяжем так, что, например, средняя точка демпфирующей двойной секции *5—11'* и *7—13'*, ответвляется и соединяется с промежуточной пластиной *3*.

Потенциальные многоугольники показаны на рис. 9-2б. Если радиус описанной окружности около потенциального многоугольника главной обмотки будет $R_1 = 100$ мм, то длина хорды между двумя четными пластинами будет:

$$S_1' = 2R_1 \sin\frac{\alpha}{2} = 200 \sin 10^\circ = 34{,}73 \text{ мм}\,.$$

Радиус окружности, описанной около внутреннего многоугольника, будет:

$$R_1' = R_1 \sin\left(7\,\frac{\alpha}{2}\right) : \sin\left(8\,\frac{\alpha}{2}\right) = 100\,\frac{\sin 70^\circ}{\sin 80^\circ} = 95{,}42 \text{ мм}$$

и длина хорды между двумя нечетными пластинами:

$$S_1'' = 2R_1' \sin\frac{\alpha}{2} = 2\,.\,95{,}42 \sin 10^\circ = 33{,}14 \text{ мм}\,.$$

Потенциальный многоугольник демпфирующей обмотки соприкасается с внешними вершинами потенциального многоугольника главной обмотки и обозначен штриховой линией. Конструкционная схема такой обмотки показана на рис. 9-2е.

в) ДЕМПФИРОВАННАЯ ОБМОТКА С ПРИМЕРНО ПОЛНЫМ ШАГОМ, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ВЫРОЖДЕННОЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКИ, С $a/p = 2$, $u = 4$ (рис. 9-3)

Рассмотрим случай демпфированной вырожденной обмотки, с $u = 4$. Обмотка имеет ступенчатый шаг и данные:

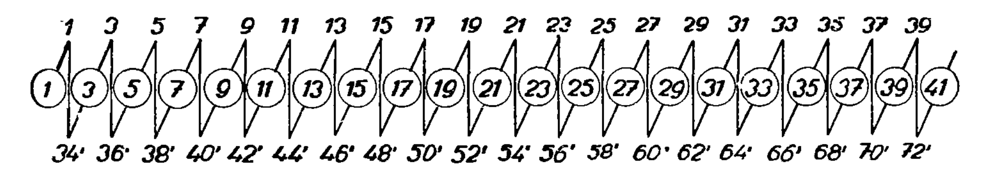
$$p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad N_d = 36\,,\quad Q = 9\,,\quad u = 4\,,\quad N_c = K = 144\,,$$
$$y_{d_1}' = 8{,}5\,,\quad y_k' = 2\,,\quad y_1' = 33\,,\quad y_2' = 2 - 33 = -31\,,\quad P = \tfrac{36}{2} = 18\,,$$
$$\alpha = \alpha' = 20^\circ\,.$$

Пазовый шаг демпфирующей обмотки, выраженный соответствующим углом, запишется в виде:

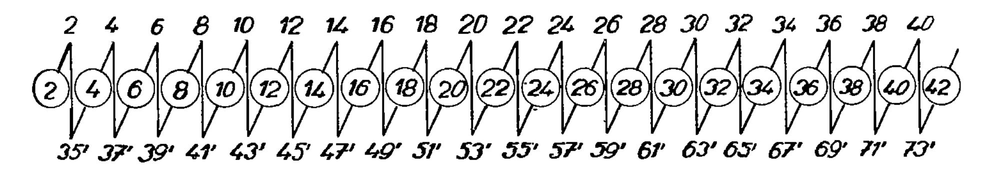
$$\eta = 2 \arcsin\left[\frac{1}{2}\sin\left(90^\circ\,\frac{8}{9}\right)\right] = 2\,.\,29^\circ 30' = 59^\circ\,,$$

основная обмотка

I-ый обход а



II-й обход



демпфирующая обмотка

Рис. 9-3. Демпфированная обмотка, выведенная из вырожденной петлевой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 36$, $u = 4$, $N_c = K = 144$, $Q = 9$, $P = 18$, $y'_{d_1} = 8{,}5$, $y'_1 = 33$, $y'_k = -2$, $y'_2 = -31$, $y''_{d_1} = 3$, $y''_1 = 12$, $y''_k = 2$, $y''_2 = -10$.

откуда получим:

$$y''_{d_1} = 9\,\frac{59^\circ}{180^\circ} = 2{,}95 \Rightarrow 3 \text{ паза}.$$

Размещение проводников в пазах показано на рис. 9-3в. Демпфирующая обмотка связана с секциями, соединенными с нечетными пластинами, и имеющими постоянный пазовый шаг $y'_{d_1} = 8$. Включение секций главной и демпфирующей обмоток показано на рис. 9-3г. Вследствие того, что пазовый шаг главной обмотки выражается четным числом, в то время как у демпфирующей обмотки — нечетным, секции такой обмотки необходимо расщепить на двойные секции. Тогда соответствующий коэффициент расщепления будет:

$$\cos\frac{\alpha}{2} = \cos 10^\circ \doteq 0{,}9848 .$$

Коэффициент шага главной обмотки отвечает значению:

$$\kappa''_1 = \sin\left(90^\circ\,\frac{8}{9}\right) = \sin 80^\circ = 0{,}9848$$

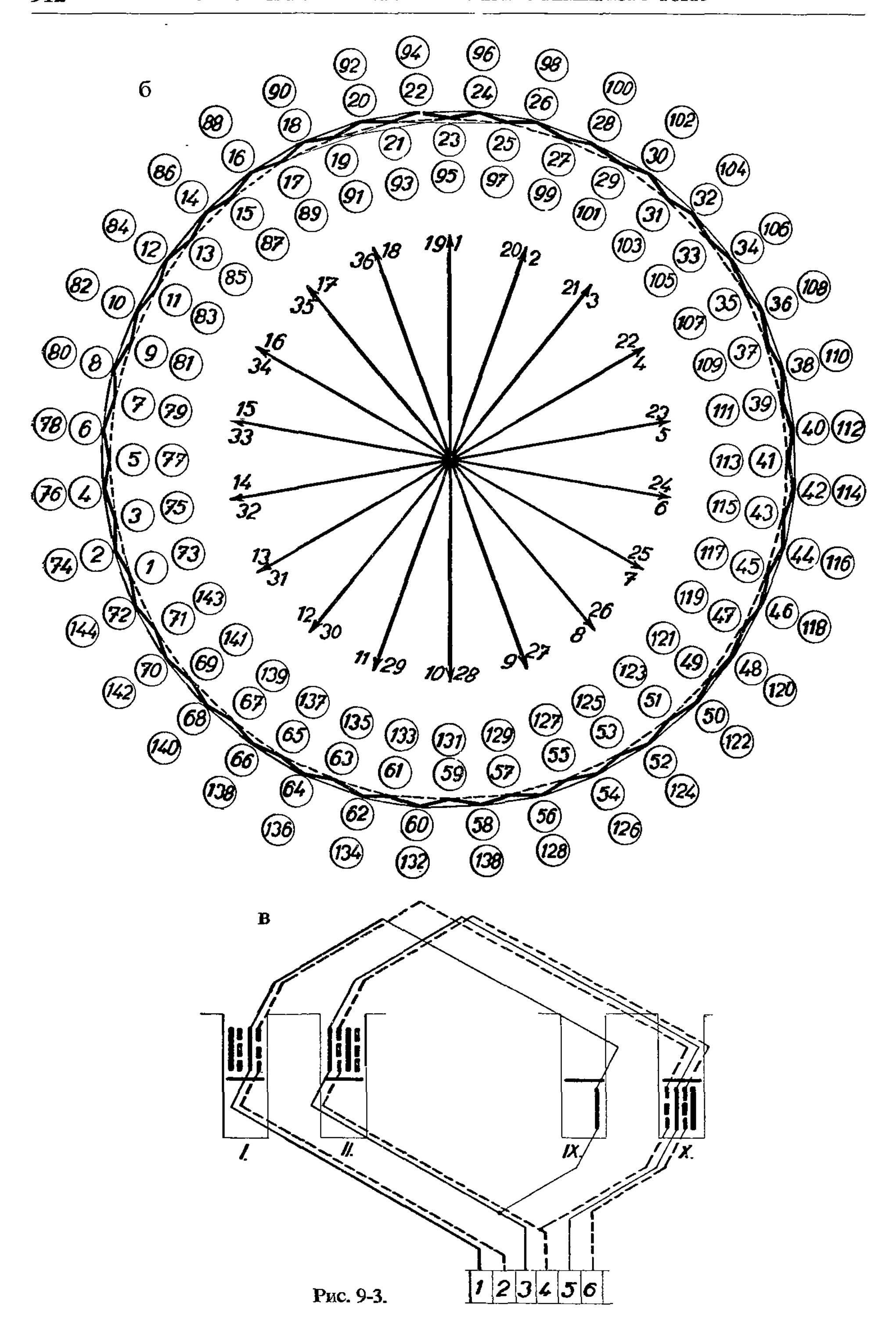


Рис. 9-3.

и демпфирующей

$$\kappa_2'' = \sin\left(90^\circ \frac{3}{9}\right) = \sin 30^\circ = 0{,}5\,.$$

Тогда неуравновешенность обмотки будет:

$$\chi = \frac{2\,.\,0{,}5\,.\,0{,}9848 - 0{,}9848}{0{,}9848}\,100\% = 0\,.$$

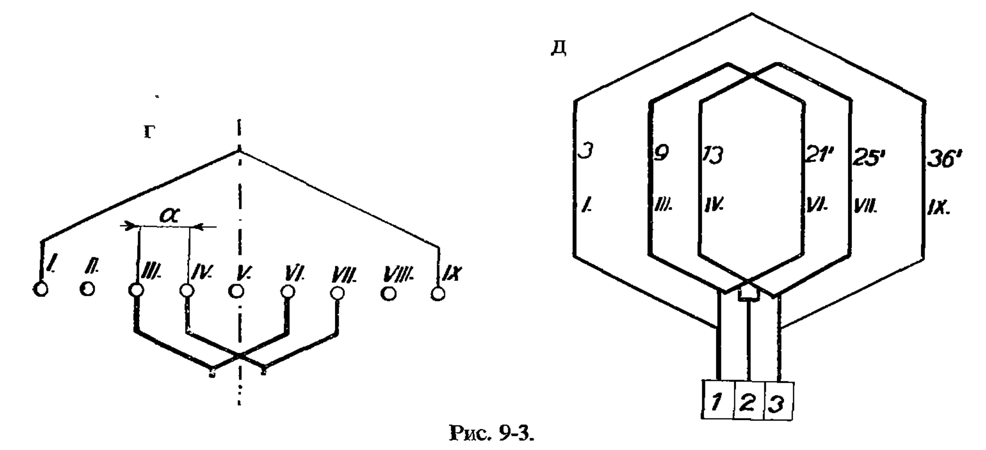


Рис. 9-3.

Очевидно, что обмотка полностью уравновешена. Демпфирующая обмотка имеет следующие данные:

$$p = 2\,,\quad a = 4\,,\quad N_d = 36\,,\quad Q = 9\,,\quad u = 4\,,\quad N_c = K = 144\,,$$

$$y''_{d_1} = 3\,,\quad y''_k = 2\,,\quad y''_1 = 12\,,\quad y''_2 = 2 - 12 = -10\,.$$

Теперь можно уже на рис. 9-3а построить вспомогательные схемы составляющих обмоток. Пластины демпфирующей обмотки перенумеруем согласно рис. 9-3д. Из середины расщепленной секции, согласно этому рисунку, выведем ответвление к пластине номер *2* и, аналогично, поступаем для остальных секций демпфирующей обмотки, так что оба обхода главной обмотки будут связаны.

Потенциальные многоугольники обоих обходов главной обмотки показаны на рис. 9-3б. Внешний многоугольник, начерченный тонкой сплошной линией, отвечает обходу четных пластин; внутренний многоугольник, начерченный штриховой линией, отвечает обходу нечетных пластин. Жирной линией вычерчен многоугольник напряжений между пластинами. Выберем величину радиуса описанной окружности около внешнего потенциального многоугольника $R_1 = 100$ мм, тогда длина хорды внешнего многоугольника, соединяющей две четные пластины, будет, с небольшими отклонениями, примерно равна:

$$S_1' = 2R_1 \sin\frac{\alpha}{4} = 2\,.\,100\,.\,\sin 5^\circ = 17{,}43\ \text{мм}\,.$$

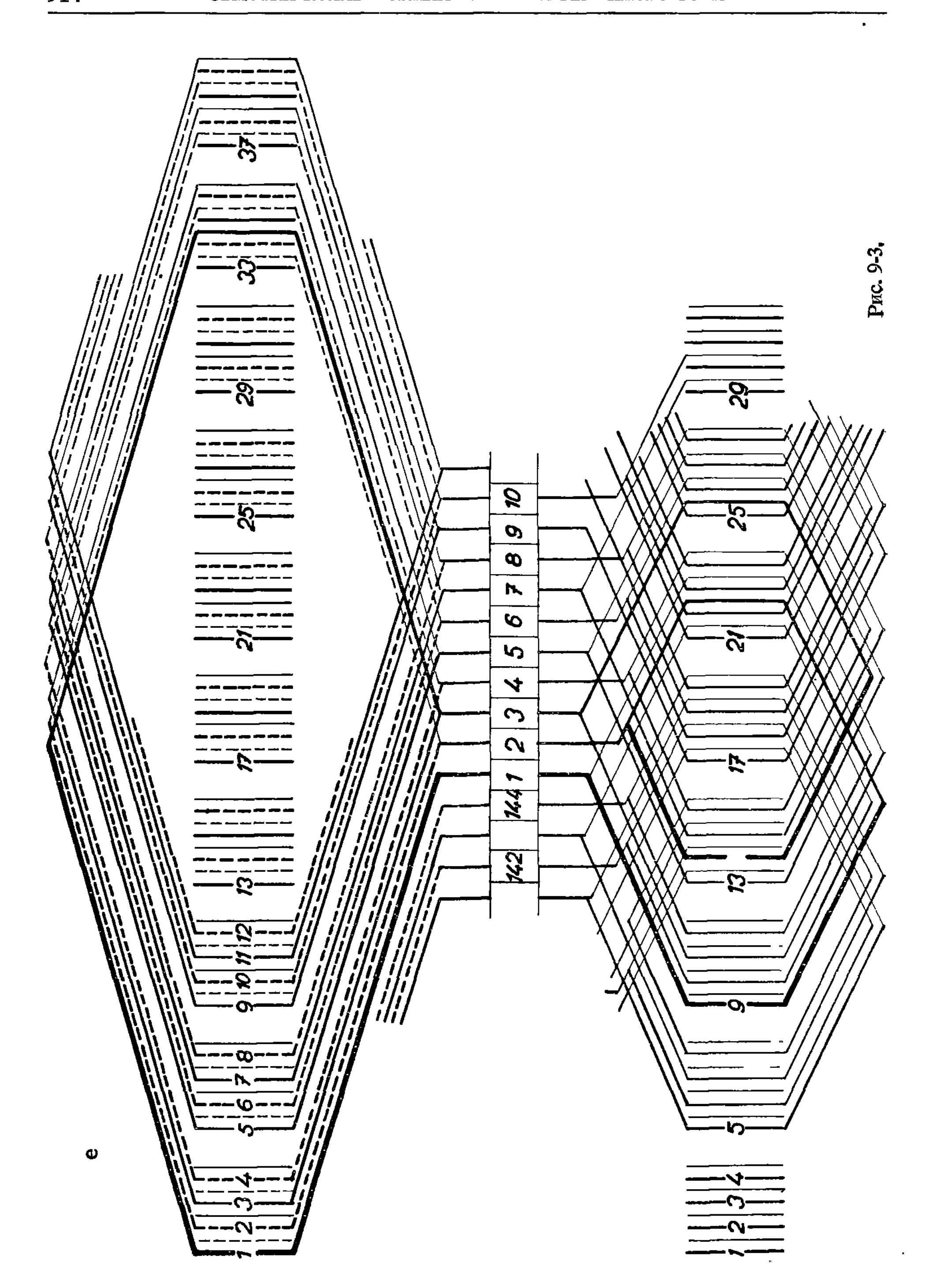

е
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 17 21 25 29 33 37
142 144 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10
1 2 3 4 5 9 13 17 21 25 29

Рис. 9-3.

Радиус окружности, описанной около многоугольника с нечетными пластинами, будет:

$$R_1' = R_1 \sin\left(8\frac{\alpha}{2}\right) : \sin\left(9\frac{\alpha}{2}\right) = 100\frac{\sin 80^\circ}{\sin 90^\circ} = 98{,}48 \text{ мм},$$

и отвечающая ему хорда:

$$S_1'' = 2R_1' \sin\frac{\alpha}{2} = 2 \,.\, 98{,}48 \sin 10^\circ = 34{,}20 \text{ мм}.$$

Так как неуравновешенность такой обмотки равна нулю, то потенциальный многоугольник демпфирующей обмотки совпадает с внутренним потенциальным многоугольником, проходящим через нечетные пластины главной обмотки. В силу того, что второй обход демпфирующей обмотки не будет уравновешен, его нельзя использовать. Конструкционная схема показана на рис. 9-3е.

Следует еще заметить, что в приведенных примерах вырожденные петлевые многократные множественные параллельные обмотки можно заменить добавочными волновыми обмотками. В таком случае отпадают уравнительные соединения первого рода, которые обычно следует выполнять.

10. ОБМОТКИ, ВЫВЕДЕННЫЕ ИЗ МНОГОКРАТНЫХ МНОЖЕСТВЕННЫХ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ПЕТЛЕВЫХ ВЫРОЖДЕННЫХ ОБМОТОК, С УРАВНИТЕЛЬНЫМИ СОЕДИНЕНИЯМИ ТРЕТЬЕГО РОДА

Демпфирование у коллекторных обмоток переменного тока может быть осуществлено также и путем применения вырожденных многократных множественных параллельных обмоток, параллельные ветви которых точно неуравновешены и которые соединяем уравнительными соединениями второго или третьего рода. Последние соединяют точки примерно одинакового потенциала, так что через них проходит небольшой уравнительный ток. Как увидим, такие обмотки имеют ступенчатый шаг.

а) ОБМОТКА, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ВЫРОЖДЕННОЙ ДВОЙСТВЕННОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКИ, С $u = 2$ (рис. 10-1)

Рассмотрим такую обмотку со следующими данными:

$$p = 2, \quad a = 4, \quad Q = 6, \quad N_d = 24, \quad u = 2, \quad N_c = K = 48,$$
$$y_{d_1} = 5{,}5, \quad y_k = 2, \quad y_1 = 11, \quad y_2 = 2 - 11 = -9, \quad P = \tfrac{24}{2} = 12,$$
$$\alpha = \alpha' = 30^\circ.$$

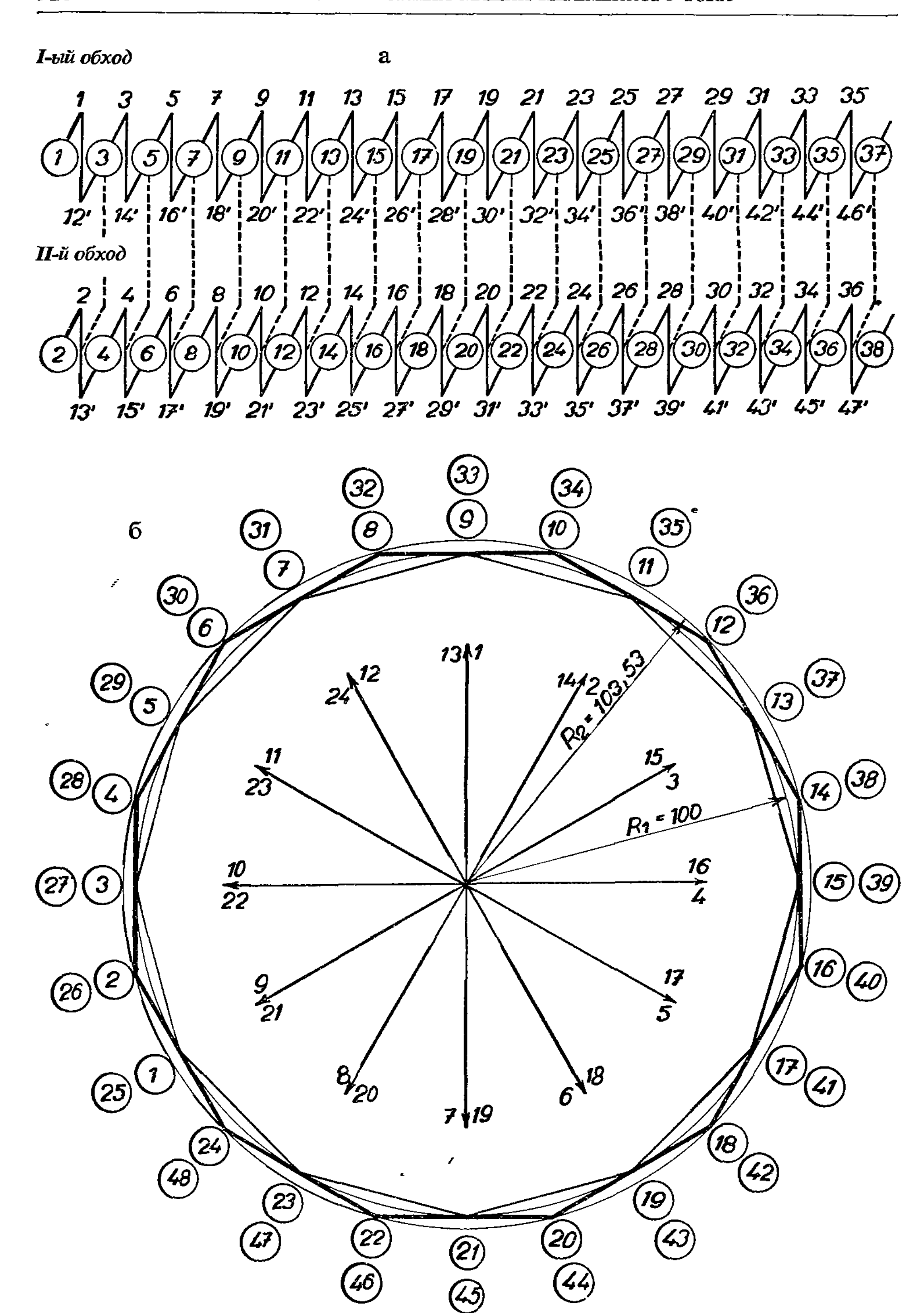
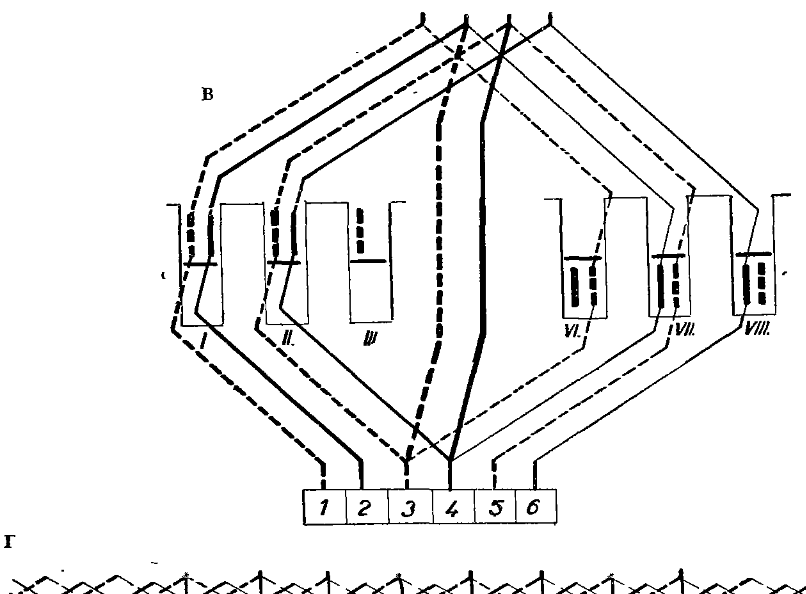


Рис. 10-1. Обмотка, выведенная из вырожденной петлевой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 24$, $u = 2$, $N_c = K = 48$, $P = 12$, $\alpha = \alpha'$.



г

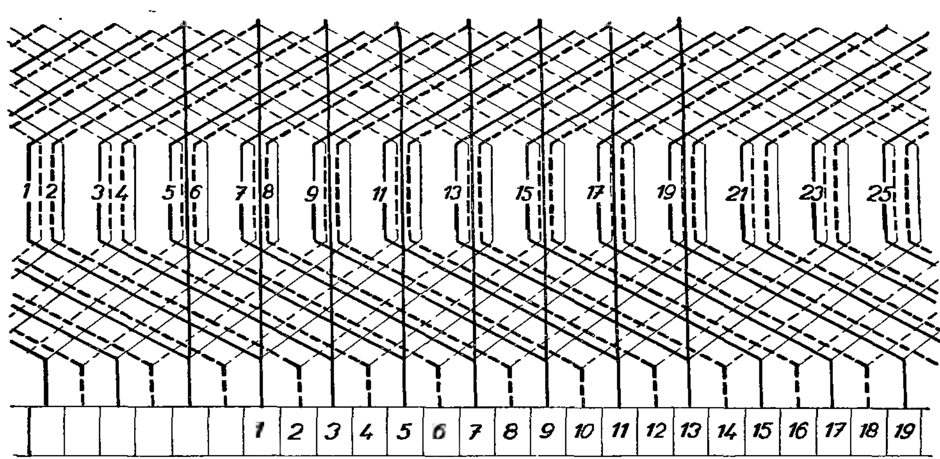


Рис. 10-1.

Вспомогательная схема такой обмотки показана на рис. 10-1а. Так как шаг по коллектору $y_k = 2$ и число пластин $K = 48$ имеют общий делитель, то обмотка разделится на два независимых обхода, которые соединим соединениями второго рода. Далее, из вспомогательных схем выведем потенциальные многоугольники обоих обходов, как показано на рис. 10-1б. Пусть радиус описанной окружности около потенциального многоугольника первого обхода $R_1 = 100$ мм. Тогда радиус окружности, описанной около потенциального многоугольника второго обхода, будет:

$$R_2 = R_1 \sin\left(6\frac{\alpha}{2}\right) : \sin\left(5\frac{\alpha}{2}\right) = 100\frac{\sin 90^\circ}{\sin 75^\circ} = 103{,}53 \text{ мм}.$$

Если потенциальные многоугольники обоих обходов поместим один в другой, то увидим, что средние точки секций, подключенных к четным пластинам, будут иметь точно такой же потенциал, как и промежуточные нечетные пластины. Поэтому уравнительные соединения второго рода можно выполнить как показано на рис. 10-1а и 10-1в. В таком случае обмотка является полностью уравновешенной и через уравнительные соединения ток не проходит. Кроме того, в обмотке необходимо применить уравнительные соединения первого рода, соединяющие нечетные, или же четные эквипотенциальные пластины. При более детальном рассмотрении схемы на рис. 10-1в, увидим, что обмотки действуют так, как будто бы между двумя смежными пластинами находился только один проводник. Можно поэтому считать, что коммутация будет надежна. Конструкционная схема показана на рис. 10-1г. Заметим еще, что обмотка может быть выполнена в виде добавочной волновой обмотки, имеющей то преимущество, что она не требует соединений первого рода, в то время как уравнительные соединения второго рода сохраняются.

б) ОБМОТКА, ВЫВЕДЕННАЯ ИЗ ВЫРОЖДЕННОЙ ДВОЙСТВЕННОЙ МНОЖЕСТВЕННОЙ ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЕТЛЕВОЙ ОБМОТКИ, С $u = 4$ (рис. 10-2)

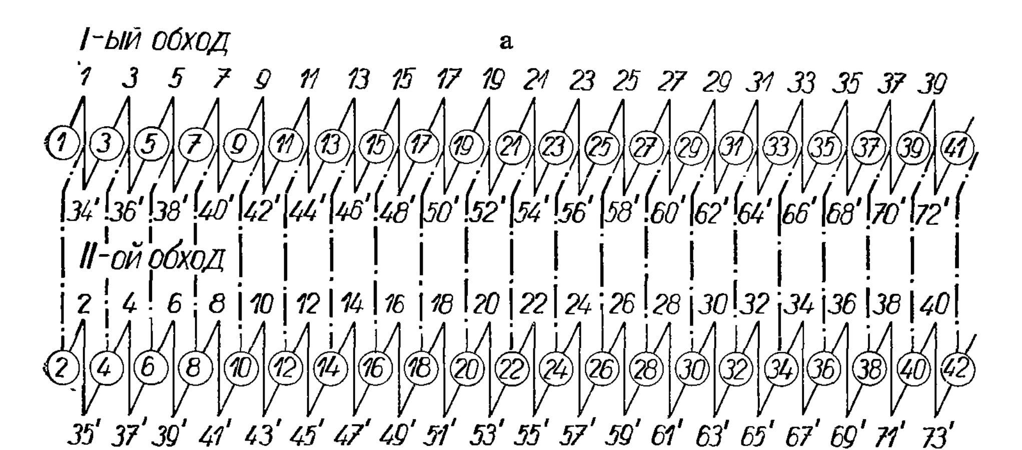
Рассмотрим еще один пример такой обмотки, где $u = 4$:

$$p = 2\,, \quad a = 4\,, \quad N_d = 36\,, \quad Q = 9\,, \quad u = 4\,, \quad N_c = K = 144\,,$$
$$y_{d_1} = 8{,}5\,, \quad y_k = 2\,, \quad y_1 = 8{,}5\,.\,4 = 34 \Rightarrow 33\,, \quad y_2 = 2 - 33 = -31\,,$$
$$P = \frac{36}{2} = 18\,, \quad \alpha = \alpha' = 20^\circ\,.$$

Обмотка и здесь распадается на два обхода, так как шаг по коллектору и число пластин имеют общий делитель — *2*. Вспомогательная схема такой обмотки показана на рис. 10-2а. По этой схеме построим потенциальный многоугольник — рис. 10-2б. Внутренний многоугольник, обозначенный штриховой линией, отвечает первому обходу; внешний многоугольник второго обхода вычерчен тонкой сплошной линией. Жирно вычерченный многоугольник представляет напряжение между пластинами. Если выберем радиус окружности, описанной около потенциального многоугольника первого обхода, $R_1 = 100$ мм, то можно вычислить и радиус такой окружности для второго обхода. Следует при этом помнить, что обмотка второго обхода имеет два различных пазовых шага, которые чередуются. Такой случай показан на рис. 10-2в, где центральный угол, отвечающий двум смежным шагам, будет $\alpha = 20°$. Первый шаг равен восьми, а второй девяти пазам и им отвечают центральные углы β или же γ.

Тогда сторона многоугольника $\overline{ab}$ будет такой же, как и в потенциальном многоугольнике первого обхода и будет равна

$$\overline{ab} = R_1 \sin\frac{\alpha}{2} = 100 \sin 10^\circ = 17{,}365 \text{ мм}$$

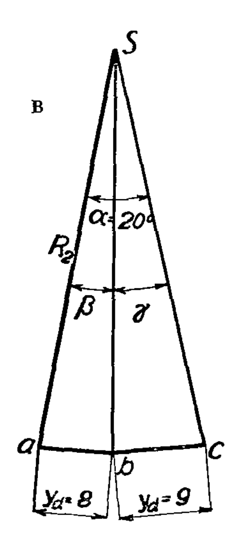


б

Рис. 10-2. Обмотка, выведенная из вырожденной двойственной множественной параллельной петлевой обмотки; $p = 2$, $a = 4$, $N_d = 36$, $u = 4$, $N_c = K = 144$, $Q = 9$, $P = 18$, $\alpha = \alpha'$, $y_k = 2$, $y_{d_1} = 8{,}5$, $y_1 = 33$, $y_2 = -31$.

и сторона $\overline{bc}$ будет равна:

$$\overline{bc} = \overline{ab} \sin\left(9\frac{\alpha}{2}\right) : \sin\left(8\frac{\alpha}{2}\right) = 17{,}365\frac{\sin 90^\circ}{\sin 80^\circ} = 17{,}633 \text{ мм}.$$



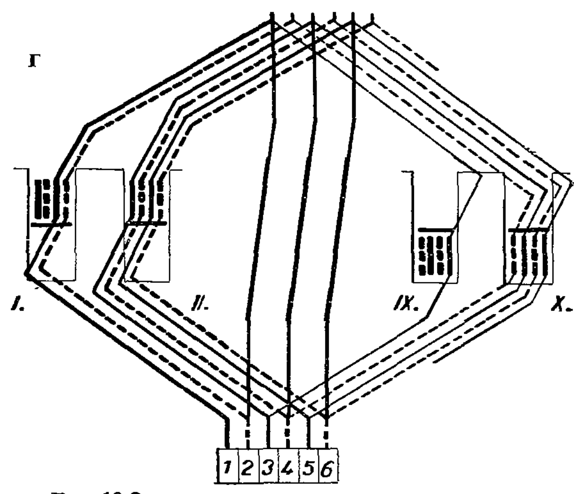


Рис. 10-2.

Об углах β и γ известно, что

$$\beta + \gamma = 20^\circ$$

и далее:

$$\sin\frac{\beta}{2} : \sin\frac{\gamma}{2} = \overline{ab} : \overline{bc},$$

т. е.

$$\sin\frac{\beta}{2} : \sin\frac{\gamma}{2} = \sin 80^\circ : \sin 90^\circ;$$

преобразуем эту пропорцию, принимая:

$$\left(\sin\frac{\beta}{2} + \sin\frac{\gamma}{2}\right) : \left(\sin\frac{\beta}{2} - \sin\frac{\gamma}{2}\right) = (\sin 80^\circ + \sin 90^\circ) : (\sin 80^\circ - \sin 90^\circ),$$

тогда

$$\operatorname{tg}\frac{\beta+\gamma}{4} : \operatorname{tg}\frac{\beta-\gamma}{4} = (\sin 80^\circ + 1) : (\sin 80^\circ - 1).$$

А так как

$$\frac{\beta+\gamma}{4} = 5^\circ,$$

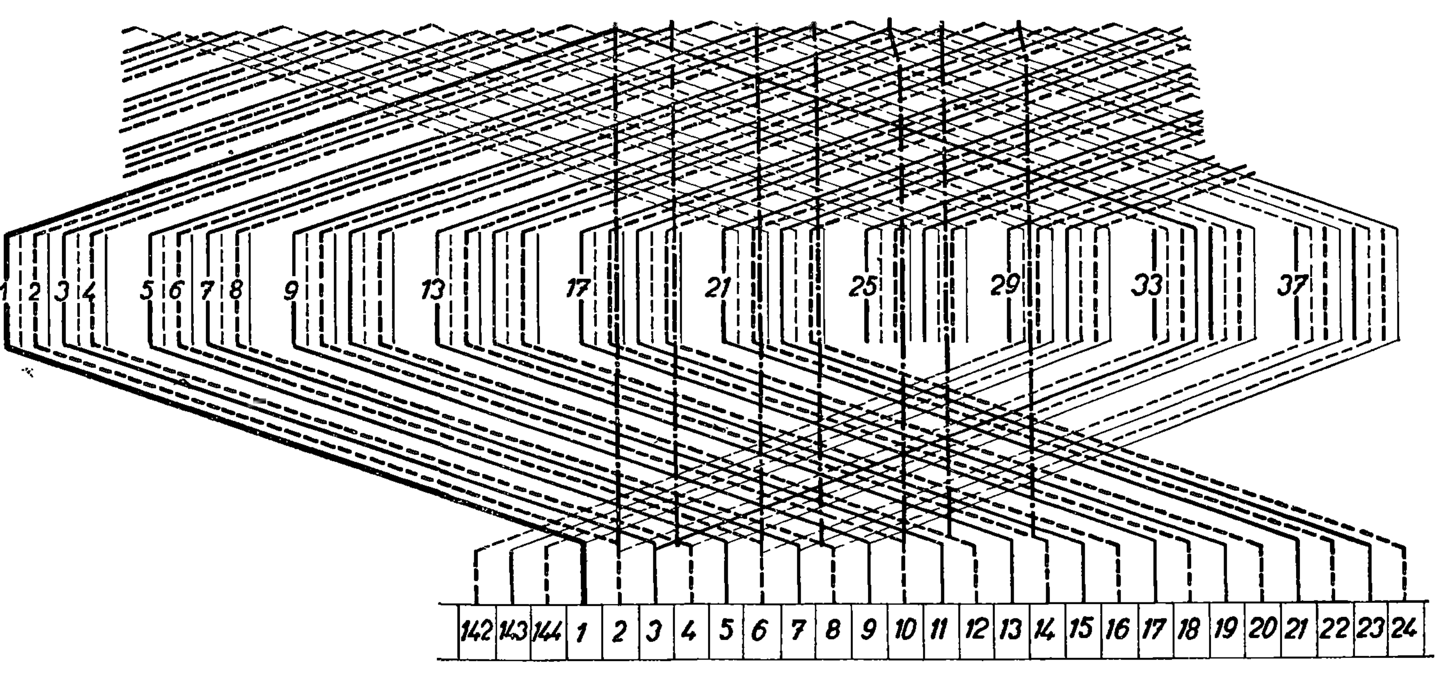

Д
1 2 3 4 5 6 7 8 9 13 17 21 25 29 33 37
142 143 144 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24

Рис. 10-2.

то получим:

$$\operatorname{tg}\frac{\beta-\gamma}{4} = -\frac{1-\sin 80^\circ}{1+\sin 80^\circ}\operatorname{tg}5^\circ = -\frac{0{,}01519}{1{,}98481}0{,}08749\,,$$

т. е.

$$\frac{\beta-\gamma}{4} = -0^\circ 2' 18''$$

и тогда

$$\beta = 9^\circ 55' 24''\,,\quad \gamma = 10^\circ 4' 36''\,.$$

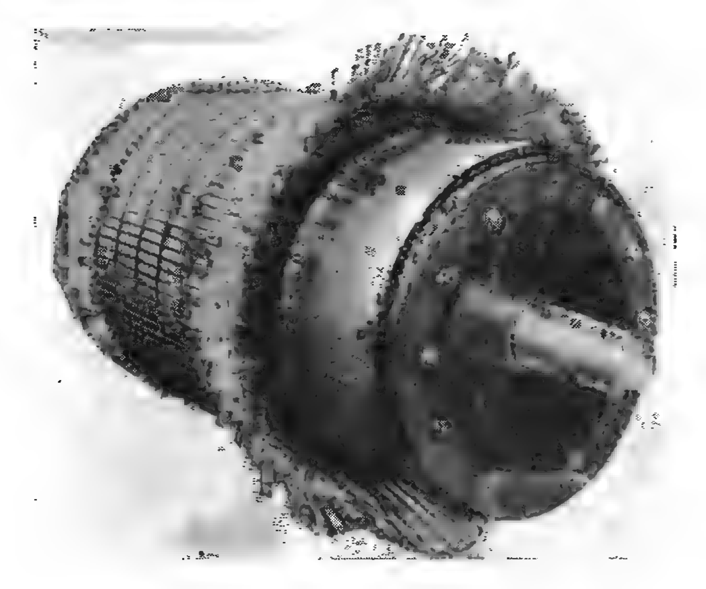


Рис. 10-3. Изготовление обмотки коллекторной машины (ЧКД — Прага, н. п.).

Радиус окружности, описанной около внешнего потенциального многоугольника, отвечающего второму обходу, будет:

$$R_2 = \frac{\overline{ab}}{2\sin 0{,}5\beta} = \frac{17{,}365}{2\sin 4^\circ 57' 42''} = 100{,}39\text{ мм}\,.$$

Таким образом потенциальные многоугольники первого и второго обходов определены. Включение секций первого и второго обходов выполним при помощи уравнительных соединений третьего рода по схеме на рис. 10-2а. Размещение сторон секций в пазах показано на рис. 10-2г.

Из потенциального многоугольника на рис. 10-2б можно найти и разность напряжений, действующих на уравнительные соединения третьего рода. Напряжение в средних точках секций с нечетными пластинами по отношению к цен-

тру S потенциального многоугольника будет дано:

$$R_1 \cos\frac{\alpha}{2} = 100\cos 10^\circ = 98{,}48 \text{ мм}$$

и напряжение у четных пластин будет:

$$R_2 \cos\frac{\alpha}{4} = 100{,}39\cos 5^\circ = 100 \text{ мм}\,.$$



Рис. 10-4. Якорь коллекторного двигателя переменного тока с главной и демпфирующей обмотками, подготовленный к пайке соединений (МЭЗ — Всетин, н. п.).

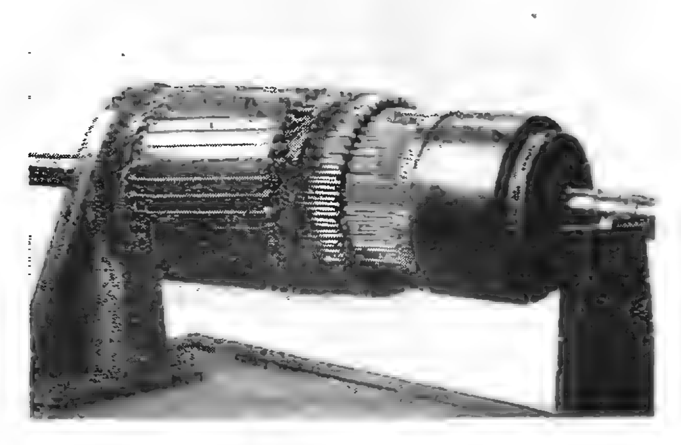


Рис. 10-5. Якорь коллекторного двигателя переменного тока после припайки проводников к коллектору, подготовленный к бандажировке (МЭЗ — Всетин, н. п.).

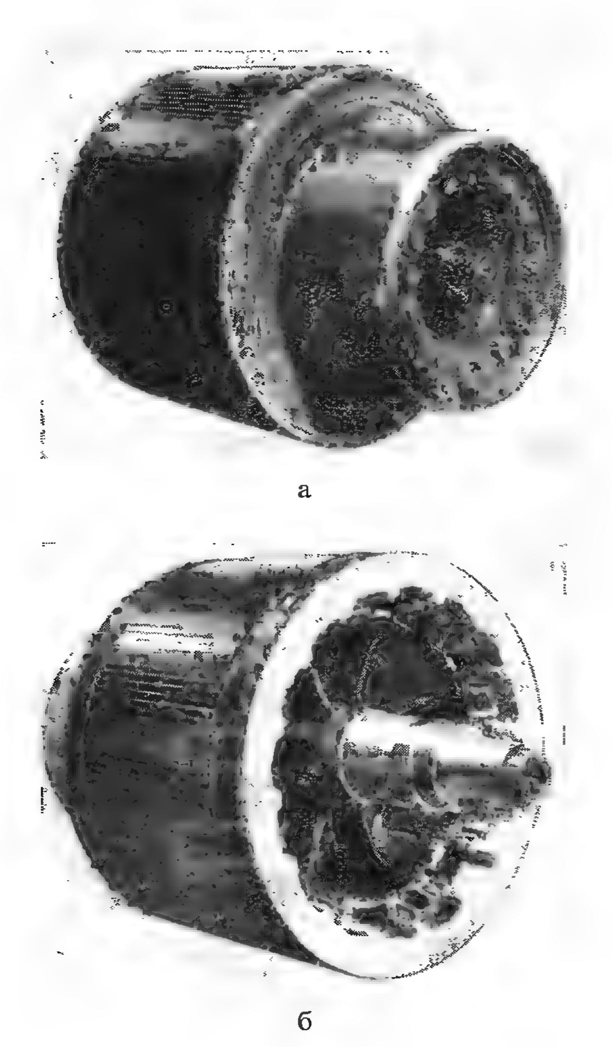
На соединения третьего рода действует тогда напряжение:

$$\Delta = R_2 \cos\frac{\alpha}{4} - R_1 \cos\frac{\alpha}{2} = 100 - 98{,}48 = 1{,}52\,.$$

Погрешность в процентах, отнесенная к радиусу окружности, описанной около потенциального многоугольника ($R_1 = 100$ мм), выразится:

$$\chi = 1{,}52\%\,,$$

что вполне удовлетворительно.



а

б

Рис. 10-6а, б. Ротор однофазного коллекторного двигателя на 525 квт, 230 в, 1030 об/мин, 50 период. Эрликон.

Коммутация будет благоприятна, так как на одну пластину приходится, по существу, только один проводник. Конструкционная схема обмотки показана на рис. 10-2д.

В заключение приводим несколько фотографий якорей коллекторных двигателей переменного тока. На рис. 10-3 показано изготовление обмотки коллекторной машины в исполнении завода ЧКД-Прага, н. п. На рис. 10-4 — фотография якоря коллекторного двигателя переменного тока с главной и демпфирующей обмотками, подготовленного к пайке стержневых соединений. На рис. 10-5 показан якорь коллекторного двигателя после припайки проводников к коллектору, подготовленный к бандажировке. Обе последние фотографии завода МЭЗ-Всетин н. п. И наконец, на рис. 10-6а, б показан ротор однофазного коллекторного двигателя на 525 квт, 230 в, 1030 об/мин, 50 периодов в сек., фирмы Эрликон.

При рассмотрении коллекторных демпфированых обмоток учитывались лишь такие составляющие обмотки, у которых потенциальные многоугольники взаимно соответствовали. Составляющие обмотки с различными потенциальными многоугольниками здесь не рассматривались, так как таковые способствуют местному нагреву некоторых частей обмоток.

ЛИТЕРАТУРА

1. Arnold E.: Wechselstromtechnik, V/2, Springer, Berlin 1912, str. 204—205.
2. Arnold E.: Auxiliary Commutating Windings in Alternating Current Commutator-Machines, Engineering, July *1941*.
3. Dvořák V., Pokora L. a Visinger B.: Tabulky pro návrh několikaparalelních vinutí připojených ke komutátoru, EO *1953*, str. 35.
4. Hapl J.: Stejnosměrná vinutí s vyrovnávacími spojkami druhého řádu, EO *1954*, č. 6.
5. Hapl J.: Systematika stejnosměrných vinutí, SNTL, Praha 1953, str. 52—57.
6. Klíma V.: Teorie několikaparalelního vinutí připojeného ke komutátoru, EO *1951*, str. 22—30.
7. Kučera J., Hapl J.: Vinutí stejnosměrných strojů, SPN, Praha 1953, str. 212.
8. Kučera J.: Enroulement parallèles multiples à courant continu, RGE *1951*, č. 1.
9. Prášil J.: Komutátorové vinutí s nepravidelně rozloženými kartáči na komutátoru, EO *1950*, str. 85—94.
10. Sequenz H.: Die Wicklungen elektrischer Maschinen II. B. Springer, Wien 1952.
11. Schrage H. K.: Mehrfachparallelwicklung für Drehfeld-Kommutatormaschinen, BSEV, *1943*, str. 138.
12. Schwarz B.: Die neurre Entwicklung der ständergespeisten Nebenschluss-Kollektormotoren, EuM *1935*, str. 85—89.
13. Stix R.: Die Ausführunggrenzen des läufergespeisten Drehstromnebenschlussmotors, ÖZfE, *1955*, str. 251—256.

ПАТЕНТЫ

Англ. патент № 290 311, British Thomson-Houston: „Improvements in and relating to Alternating Current Commutator Motors“, 1926.

Чехосл. патент № 29 228, ing. dr. Bruno Schwarz: „Якорь коллекторных двигателей“, 1929.

Англ. патент № 462 974, B. Schwarz: „Means for Improving the Commutation of Commutator Motors“, 1935.

Швейц. патент № 182 178, A. G. BBC, Baden (Schweiz): „Zweifache Parallelwicklung insbesonders für läufergespeiste Nebenschlusskomutatormotoren“, 1936.

Англ. патент № 518 047, British Thomson-Houston: „Improvements in and relating to Dynamo-Electric Machines“, 1937.

Чехосл. патент № 64 740: Заводы Шкода, Пильзень 1939.

Немецкий патент № 702 452, Schorch-Werke A. G. in Rheydt: „Einrichtung zur Verbesserung der Kommutation bei wendepollosen Kommutatormaschinen“, 1941.

Немецкий патент № 721 136, dr. ing. R. Stix, Wien, Siemens-Schuckert Werke A. G., Berlin: „Wicklungsanordnung für Läufer von Drehfeld-Kollektormaschinen insbesonders läufergespeissten Drehstromnebenschlussmotoren“, 1942.

Швейцарский патент № 233 269, BBC-A. G. Baden (Schweiz): „N-fache Parallelwicklung (n-ganze Zahl) mit Hilfswicklung für ein- und mehrphasige Wechselstrom-Kommutatormaschinen“, 1944.

Чехосл. патент № 78 377, MEZ-Olomouc a dr. ing. V. Klíma, Praha: „Способ обмотки, присоединенной к коллектору, для крупных коллекторных машин, 1949.

Чехосл. патент № 78 378, MEZ-Olomouc a dr. ing. V. Klíma, Praha: „Усовершенствование коллекторной обмотки для коллекторных машин, 1949.

Приложение

Таблицы обмоток машин постоянного тока

Таблица 11-1а

Параллельные обмотки: p = пар полюсов, $u = 1$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 1$ / Волновые обмотки y_k		y_p	Q	$y_{d_1} = y_1$	Шаблонные обмотки				p; $\alpha = \alpha'$
								петлевые y_2		волновые y_2		
			непе-рекр.	пере-кр.				непе-рекр.	пере-кр.	непе-рекр.	пере-кр.	
10	$10p$	$10p$	9	11	10	5	5	−4	−6	4	6	10
11	11	11	10	12	11	5,5	5	−4	−6	5	7	11
12	12	12	11	13	12	6	6	−5	−7	5	7	12
13	13	13	12	14	13	6,5	6	−5	−7	6	8	13
14	14	14	13	15	14	7	7	−6	−8	6	8	14
15	15	15	14	16	15	7,5	7	−6	−8	7	9	15
16	$16p$	$16p$	15	17	16	8	8	−7	−9	7	9	16
17	17	17	16	18	17	8,5	8	−7	−9	8	10	17
18	18	18	17	19	18	9	9	−8	−10	8	10	18
19	19	19	18	20	19	9,5	9	−8	−10	9	11	19
20	20	20	19	21	20	10	10	−9	−11	9	11	20
21	$21p$	$21p$	20	22	21	10,5	10	−9	−11	10	12	21
22	22	22	21	23	22	11	11	−10	−12	10	12	22
23	23	23	22	24	23	11,5	11	−10	−12	11	13	23
24	24	24	23	25	24	12	12	−11	−13	11	13	24
25	25	25	24	26	25	12,5	12	−11	−13	12	14	25
26	$26p$	$26p$	25	27	26	13	13	−12	−14	12	14	26
27	27	27	26	28	27	13,5	13	−12	−14	13	15	27
28	28	28	27	29	28	14	14	−13	−15	13	15	28
29	29	29	28	30	29	14,5	14	−13	−15	14	16	29
30	30	30	29	31	30	15	15	−14	−16	14	16	30
31	$31p$	$31p$	30	32	31	15,5	15	−14	−16	15	17	31
32	32	32	31	33	32	16	16	−15	−17	15	17	32
33	33	33	32	34	33	16,5	16	−15	−17	16	18	33
34	34	34	33	35	34	17	17	−16	−18	16	18	34
35	35	35	34	36	35	17,5	17	−16	−18	17	19	35
36	$36p$	$36p$	35	37	36	18	18	−17	−19	17	19	36
37	37	37	36	38	37	18,5	18	−17	−19	18	20	37
38	38	38	37	39	38	19	19	−18	−20	18	20	38
39	39	39	38	40	39	19,5	19	−18	−20	19	21	39
40	40	40	39	41	40	20	20	−19	−21	19	21	40
41	$41p$	$41p$	40	42	41	20,5	20	−19	−21	20	22	41
42	42	42	41	43	42	21	21	−20	−22	20	22	42
43	43	43	42	44	43	21,5	21	−20	−22	21	23	43
44	44	44	43	45	44	22	22	−21	−23	21	23	44
45	45	45	44	46	45	22,5	22	−21	−23	22	24	45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Таблица 11-1б

Параллельные обмотки: p = пар полюс, $u = 2$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 1$ / Волновые обмотки y_k		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						$p = \alpha = \alpha'$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2		волновые y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
10	10p	20p	19	21	20	5	5	10	−9	−11	9	11	—	—	—	—	—	—	10
11	11	22	21	23	22	5,5	5	10	−9	−11	11	13	5,5	11	−10	−12	10	12	11
12	12	24	23	25	24	6	6	12	−11	−13	11	13	—	—	—	—	—	—	12
13	13	26	25	27	26	6,5	6	12	−11	−13	13	15	6,5	13	−12	−14	12	14	13
14	14	28	27	29	28	7	7	14	−13	−15	13	15	—	—	—	—	—	—	14
15	15	30	29	31	30	7,5	7	14	−13	−15	15	17	7,5	15	−14	−16	14	16	15
16	16p	32p	31	33	32	8	8	16	−15	−17	15	17	—	—	—	—	—	—	16
17	17	34	33	35	34	8,5	8	16	−15	−17	17	19	8,5	17	−16	−18	16	18	17
18	18	36	35	37	36	9	9	18	−17	−19	17	19	—	—	—	—	—	—	18
19	19	38	37	39	38	9,5	9	18	−17	−19	19	21	9,5	19	−18	−20	18	20	19
20	20	40	39	41	40	10	10	20	−19	−21	19	21	—	—	—	—	—	—	20
21	21p	42p	41	43	42	10,5	10	20	−19	−21	21	23	10,5	21	−20	−22	20	22	21
22	22	44	43	45	44	11	11	22	−21	−23	21	23	—	—	—	—	—	—	22
23	23	46	45	47	46	11,5	11	22	−21	−23	23	25	11,5	23	−22	−24	22	24	23
24	24	48	47	49	48	12	12	24	−23	−25	23	25	—	—	—	—	—	—	24
25	25	50	49	51	50	12,5	12	24	−23	−25	25	27	12,5	25	−24	−26	24	26	25
26	26p	52p	51	53	52	13	13	26	−25	−27	25	27	—	—	—	—	—	—	26
27	27	54	53	55	54	13,5	13	26	−25	−27	27	29	13,5	27	−26	−28	26	28	27
28	28	56	55	57	56	14	14	28	−27	−29	27	29	—	—	—	—	—	—	28
29	29	58	57	59	58	14,5	14	28	−27	−29	29	31	14,5	29	−28	−30	28	30	29
30	30	60	59	61	60	15	15	30	−29	−31	29	31	—	—	—	—	—	—	30
31	31p	62p	61	63	62	15,5	15	30	−29	−31	31	33	15,5	31	−30	−32	30	32	31
32	32	64	63	65	64	16	16	32	−31	−33	31	33	—	—	—	—	—	—	32
33	33	66	65	67	66	16,5	16	32	−31	−33	33	35	16,5	33	−32	−34	32	34	33
34	34	68	67	69	68	17	17	34	−33	−35	33	35	—	—	—	—	—	—	34
35	35	70	69	71	70	17,5	17	34	−33	−35	35	37	17,5	35	−34	−36	34	36	35
36	36p	72p	71	73	72	18	18	36	−35	−37	35	37	—	—	—	—	—	—	36
37	37	74	73	75	74	18,5	18	36	−35	−37	37	39	18,5	37	−36	−38	36	38	37
38	38	76	75	77	76	19	19	38	−37	−39	37	39	—	—	—	—	—	—	38
39	39	78	77	79	78	19,5	19	38	−37	−39	39	41	19,5	39	−38	−40	38	40	39
40	40	80	79	81	80	20	20	40	−39	−41	39	41	—	—	—	—	—	—	40
41	41p	82p	81	83	82	20,5	20	40	−39	−41	41	43	20,5	41	−40	−42	40	42	41
42	42	84	83	85	84	21	21	42	−41	−43	41	43	—	—	—	—	—	—	42
43	43	86	85	87	86	21,5	21	42	−41	−43	43	45	21,5	43	−42	−44	42	44	43
44	44	88	87	89	88	22	22	44	−43	−45	43	45	—	—	—	—	—	—	44
45	45	90	89	91	90	22,5	22	44	−43	−45	45	47	22,5	45	−44	−46	44	46	45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.
Ступенчатая обмотка для нечетного c' имеет полный шаг.

Таблица 11-1в

Параллельные обмотки: p = пар полюсов, $u = 3$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 1$ / Волновые обмотки y_k: неперекр.	перекр.	y_p	Q	Шаблонные обмотки: y_{d_1}	y_1	петлевые y_2: неперекр.	перекр.	волновые y_2: неперекр.	перекр.	Ступенчатые обмотки: y'_{d_1}	y'_{d_1}	петлевые y'_2: неперекр.	перекр.	волновые y'_2: неперекр.	перекр.	$p/\alpha = \alpha'$
10	10p	30p	29	31	30	5	5	15	−14	−16	14	16							10
11	11	33	32	34	33	5,5	5	15	−14	−16	17	19							11
12	12	36	35	37	36	6	6	18	−17	−19	17	19							12
13	13	39	38	40	39	6,5	6	18	−17	−19	20	22	—	—	—	—	—	—	13
14	14	42	41	43	42	7	7	21	−20	−22	20	22							14
15	15	45	44	46	45	7,5	7	21	−20	−22	23	25							15
16	16p	48p	47	49	48	8	8	24	−23	−25	23	25							16
17	17	51	50	52	51	8,5	8	24	−23	−25	26	28							17
18	18	54	53	55	54	9	9	27	−26	−28	26	28	—	—	—	—	—	—	18
19	19	57	56	58	57	9,5	9	27	−26	−28	29	31							19
20	20	60	59	61	60	10	10	30	−29	−31	29	31							20
21	21p	63p	62	64	63	10,5	10	30	−29	−31	32	34							21
22	22	66	65	67	66	11	11	33	−32	−34	32	34							22
23	23	69	68	70	69	11,5	11	33	−32	−34	35	37	—	—	—	—	—	—	23
24	24	72	71	73	72	12	12	36	−35	−37	35	37							24
25	25	75	74	76	75	12,5	12	36	−35	−37	38	40							25
26	26p	78p	77	79	78	13	13	39	−38	−40	38	40							26
27	27	81	80	82	81	13,5	13	39	−38	−40	41	43							27
28	28	84	83	85	84	14	14	42	−41	−43	41	43	—	—	—	—	—	—	28
29	29	87	86	88	87	14,5	14	42	−41	−43	44	46							29
30	30	90	89	91	90	15	15	45	−44	−46	44	46							30
31	31p	93p	92	94	93	15,5	15	45	−44	−46	47	49							31
32	32	96	95	97	96	16	16	48	−47	−49	47	49							32
33	33	99	98	100	99	16,5	16	48	−47	−49	50	52	—	—	—	—	—	—	33
34	34	102	101	103	102	17	17	51	−50	−52	50	52							34
35	35	105	104	106	105	17,5	17	51	−50	−52	53	55							35
36	36p	108p	107	109	108	18	18	54	−53	−55	53	55							36
37	37	111	110	112	111	18,5	18	54	−53	−55	56	58							37
38	38	114	113	115	114	19	19	57	−56	−58	56	58	—	—	—	—	—	—	38
39	39	117	116	118	117	19,5	19	57	−56	−58	59	61							39
40	40	120	119	121	120	20	20	60	−59	−61	59	61							40
41	41p	123p	122	124	123	20,5	20	60	−59	−61	62	64							41
42	42	126	125	127	126	21	21	63	−62	−64	62	64							42
43	43	129	128	130	129	21,5	21	63	−62	−64	65	67	—	—	—	—	—	—	43
44	44	132	131	133	132	22	22	66	−65	−67	65	67							44
45	45	135	134	136	135	22,5	22	66	−65	−67	68	70							45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Таблица 11-1г

Параллельные обмотки: p = пар полюсов, $u = 4$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 1$ / Волновые обмотки y_k		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						P $\alpha = \alpha'$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2		волновые y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
10	10p	40p	39	41	40	5	5	20	−19	−21	19	21	—	—	—	—	—	—	10
11	11	44	43	45	44	5,5	5	20	−19	−21	23	25	5,5	22	−21	−23	21	23	11
12	12	48	47	49	48	6	6	24	−23	−25	23	25	—	—	—	—	—	—	12
13	13	52	51	53	52	6,5	6	24	−23	−25	27	29	6,5	26	−25	−27	25	27	13
14	14	56	55	57	56	7	7	28	−27	−29	27	29	—	—	—	—	—	—	14
15	15	60	59	61	60	7,5	7	28	−27	−29	31	33	7,5	30	−29	−31	29	31	15
16	16p	64p	63	65	64	8	8	32	−31	−33	31	33	—	—	—	—	—	—	16
17	17	68	67	69	68	8,5	8	32	−31	−33	35	37	8,5	34	−33	−35	33	35	17
18	18	72	71	73	72	9	9	36	−35	−37	35	37	—	—	—	—	—	—	18
19	19	76	75	77	76	9,5	9	36	−35	−37	39	41	9,5	38	−37	−39	37	39	19
20	20	80	79	81	80	10	10	40	−39	−41	39	41	—	—	—	—	—	—	20
21	21p	84p	83	85	84	10,5	10	40	−39	−41	43	45	10,5	42	−41	−43	41	43	21
22	22	88	87	89	88	11	11	44	43	−45	43	45	—	—	—	—	-	-	22
23	23	92	91	93	92	11,5	11	44	−43	−45	47	49	11,5	46	−45	−47	45	47	23
24	24	96	95	97	96	12	12	48	−47	−49	47	49	—	—	—	—	—	—	24
25	25	100	99	101	100	12,5	12	48	−47	−49	51	53	12,5	50	−49	−51	49	51	25
26	26p	104p	103	105	104	13	13	52	−51	−53	51	53	—	—	—	—	-	—	26
27	27	108	107	109	108	13,5	13	52	−51	−53	55	57	13,5	54	−53	−55	53	55	27
28	28	112	111	113	112	14	14	56	−55	−57	55	57	—	—	—	—	—	—	28
29	29	116	115	117	116	14,5	14	56	−55	−57	59	61	14,5	58	−57	−59	57	59	29
30	30	120	119	121	120	15	15	60	−59	−61	59	61	—	—	—	—	—	—	30
31	31p	124p	123	125	124	15,5	15	60	−59	−61	63	65	15,5	62	−61	−63	61	63	31
32	32	128	127	129	128	16	16	64	−63	−65	63	65	—	—	—	—	—	—	32
33	33	132	131	133	132	16,5	16	64	−63	−65	67	69	16,5	66	−65	−67	65	67	33
34	34	136	135	137	136	17	17	68	−67	69	67	69	—	—	—	—	—	—	34
35	35	140	139	141	140	17,5	17	68	−67	−69	71	73	17,5	70	−69	−71	[illegible]	71	35
36	36p	144p	143	145	144	18	18	72	−71	−73	71	73	—	—	—	—	—	—	36
37	37	148	147	149	148	18,5	18	72	−71	−73	75	77	18,5	74	−73	−75	73	75	37
38	38	152	151	153	152	19	19	76	−75	−77	75	77	—	—	—	—	—	—	38
39	39	156	155	157	156	19,5	19	76	−75	−77	79	81	19,5	78	−77	−79	77	79	39
40	40	160	159	161	160	20	20	80	−79	−81	79	81	—	—	—	—	—	—	40
41	41p	164p	163	165	164	20,5	20	80	−79	−81	83	85	20,5	82	−81	−83	81	83	41
42	42	168	167	169	168	21	21	84	−83	−85	83	85	—	—	—	—	—	—	42
43	43	172	171	173	172	21,5	21	84	−83	−85	87	89	21,5	86	−85	−87	85	87	43
44	44	176	175	177	176	22	22	88	−87	−89	87	89	—	—	—	—	—	—	44
45	45	180	179	181	180	22,5	22	88	−87	−89	91	93	22,5	90	−89	−91	89	91	45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,

для нечетного c' имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для нечетного c' имеет полный шаг.

Таблица 11-1д

Параллельные обмотки: p = пар полюсов, $u = 5$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 1$ / Волновые обмотки y_k: непе-рекр.	пе-рекр.	y_p	Q	Шаблонные обмотки: y_{d_1}	y_1	петлевые y_2: непе-рекр.	петлевые y_2: пе-рекр.	волновые y_2: непе-рекр	волновые y_2: пе-рекр.	Ступенчатые обмотки: y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2: непе-рекр.	петлевые y'_2: пе-рекр.	волновые y'_2: непе-рекр.	волновые y'_2: пе-рекр.	$\alpha = \alpha'/p$
10	10p	50p	49	51	50	5	5	25	−24	−26	24	26							10
11	11	55	54	56	55	5,5	5	25	−24	−26	29	31							11
12	12	60	59	61	60	6	6	30	−29	−31	29	31							12
13	13	65	64	66	65	6,5	6	30	−29	−31	34	36	—	—	—	—	—	—	13
14	14	70	69	71	70	7	7	35	−34	−36	34	36							14
15	15	75	74	76	75	7,5	7	35	−34	−36	39	41							15
16	16p	80p	79	81	80	8	8	40	−39	−41	39	41							16
17	17	85	84	86	85	8,5	8	40	−39	−41	44	46							17
18	18	90	89	91	90	9	9	45	−44	−46	44	46	—	—	—	—	—	—	18
19	19	95	94	96	95	9,5	9	45	−44	−46	49	51							19
20	20	100	99	101	100	10	10	50	−49	−51	49	51							20
21	21p	105p	104	106	105	10,5	10	50	−49	−51	54	56							21
22	22	110	109	111	110	11	11	55	−54	−56	54	56							22
23	23	115	114	116	115	11,5	11	55	−54	−56	59	61	—	—	—	—	—	—	23
24	24	120	119	121	120	12	12	60	−59	−61	59	61							24
25	25	125	124	126	125	12,5	12	60	−59	−61	64	66							25
26	26p	130p	129	131	130	13	13	65	−64	−66	64	66							26
27	27	135	134	136	135	13,5	13	65	−64	−66	69	71							27
28	28	130	139	141	140	14	14	70	−69	−71	69	71	—	—	—	—	—	—	28
29	29	145	144	146	145	14,5	14	70	−69	−71	74	76							29
30	30	150	149	151	150	15	15	75	−74	−76	74	76							30
31	31p	155p	154	156	155	15,5	15	75	−74	−76	79	81							31
32	32	160	159	161	160	16	16	80	−79	−81	79	81							32
33	33	165	164	166	165	16,5	16	80	−79	−81	84	86	—	—	—	—	—	—	33
34	34	170	169	171	170	17	17	85	−84	−86	84	86							34
35	35	175	174	176	175	17,5	17	85	−84	−86	89	91							35
36	36p	180p	179	181	180	18	18	90	−89	−91	89	91							36
37	37	185	184	186	185	18,5	18	90	−89	−91	94	96							37
38	38	190	189	191	190	19	19	95	−94	−96	94	96							38
39	39	195	194	196	195	19,5	19	95	−94	−96	99	101	—	—	—	—	—	—	39
40	40	200	199	201	200	20	20	100	−99	−101	99	101							40
41	41p	205p	204	206	205	20,5	20	100	−99	−101	104	106							41
42	42	210	209	211	210	21	21	105	−104	−106	104	106							42
43	43	215	214	216	215	21,5	21	105	−104	−106	109	111	—	—	—	—	—	—	43
44	44	220	219	221	220	22	22	110	−109	−111	109	111							44
45	45	225	224	226	225	22,5	22	110	−109	−111	114	116							45

Шавлонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Таблица 13-1

Последовательные обмотки: $p = 2$, $u = 1$

c	N_d непе-рекр.	N_d пе-рекр.	$K = uN_d$ непе-рекр.	$K = uN_d$ пе-рекр.	y_k	Q непе-рекр.	Q пе-рекр.	Шаблонные обмотки y_{d_1} непе-рекр.	Шаблонные обмотки y_{d_1} пе-рекр.	y_1 непе-рекр.	y_1 пе-рекр.	y_2 непе-рекр.	y_2 пе-рекр.	Ступенчатые обмотки y'_{d_1}	y'_1	y'_2 непе-рекр.	y'_2 пе-рекр.	P, $\alpha = 2\alpha'$ непе-рекр.	P, $\alpha = 2\alpha'$ пе-рекр.
10	21	19	21	19	10	5,25	4,75	5	5	5	5	5	5	—	—	—	—	21	19
11	23	21	23	21	11	5,75	5,25	6	5	6	5	5	6	—	—	—	—	23	21
12	25	23	25	23	12	6,25	5,75	6	6	6	6	6	6	—	—	—	—	25	23
13	27	25	27	25	13	6,75	6,25	7	6	7	6	6	7	—	—	—	—	27	25
14	29	27	29	27	14	7,25	6,75	7	7	7	7	7	7	—	—	—	—	29	27
15	31	29	31	29	15	7,75	7,25	8	7	8	7	7	8	—	—	—	—	31	29
16	33	31	33	31	16	8,25	7,75	8	8	8	8	8	8	—	—	—	—	33	31
17	35	33	35	33	17	8,75	8,25	9	8	9	8	8	9	—	—	—	—	35	33
18	37	35	37	35	18	9,25	8,75	9	9	9	9	9	9	—	—	—	—	37	35
19	39	37	39	37	19	9,75	9,25	10	9	10	9	9	10	—	—	—	—	39	37
20	41	39	41	39	20	10,25	9,75	10	10	10	10	10	10	—	—	—	—	41	39
21	43	41	43	41	21	10.75	10,25	11	10	11	10	10	11	—	—	—	—	43	41
22	45	43	45	43	22	11,25	10,75	11	11	11	11	11	11	—	—	—	—	45	43
23	47	45	47	45	23	11,75	11,25	12	11	12	11	11	12	—	—	—	—	47	45
24	49	47	49	47	24	12,25	11,75	12	12	12	12	12	12	—	—	—	—	49	47
25	51	49	51	49	25	12,75	12,25	13	12	13	12	12	13	—	—	—	—	51	49
26	53	51	53	51	26	13,25	12,75	13	13	13	13	13	13	—	—	—	—	53	51
27	55	53	55	53	27	13,75	13,25	14	13	14	13	13	14	—	—	—	—	55	53
28	57	55	57	55	28	14,25	13,75	14	14	14	14	14	14	—	—	—	—	57	55
29	59	57	59	57	29	14,75	14,25	15	14	15	14	14	15	—	—	—	—	59	57
30	61	59	61	59	30	15,25	14,75	15	15	15	15	15	15	—	—	—	—	61	59
31	63	61	63	61	31	15,75	15,25	16	15	16	15	15	16	—	—	—	—	63	61
32	65	63	65	63	32	16,25	15,75	16	16	16	16	16	16	—	—	—	—	65	63
33	67	65	67	65	33	16,75	16,25	17	16	17	16	16	17	—	—	—	—	67	65
34	69	67	69	67	34	17,25	16,75	17	17	17	17	17	17	—	—	—	—	69	67
35	71	69	71	69	35	17,75	17,25	18	17	18	17	17	18	—	—	—	—	71	69
36	73	71	73	71	36	18,25	17,75	18	18	18	18	18	18	—	—	—	—	73	71
37	75	73	75	73	37	18,75	18,25	19	18	19	18	18	19	—	—	—	—	75	73
38	77	75	77	75	38	19,25	18,75	19	19	19	19	19	19	—	—	—	—	77	75
39	79	77	79	77	39	19,75	19,25	20	19	20	19	19	20	—	—	—	—	79	77
40	81	79	81	79	40	20,25	19,75	20	20	20	20	20	20	—	—	—	—	81	79
41	83	81	83	81	41	20,75	20,25	21	20	21	20	20	21	—	—	—	—	83	81
42	85	83	85	83	42	21,25	20,75	21	21	21	21	21	21	—	—	—	—	85	83
43	87	85	87	85	43	21,75	21,25	22	21	22	21	21	22	—	—	—	—	87	85
44	89	87	89	87	44	22,25	21,75	22	22	22	22	22	22	—	—	—	—	89	87
45	91	89	91	89	45	22,75	22,25	23	22	23	22	22	23	—	—	—	—	91	89

Таблица 13-2

Последовательные обмотки: $p = 3$, $u = 2$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k	Q		Шаблонные обмотки			Ступенчатые обмотки			P $\alpha = 3\alpha'$	
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.		непе-рекр.	пе-рекр.	y_{d_1}	y_1	y_2	y'_{d_1}	y'_1	y'_2	непе-рекр.	пе-рекр.
10	32	31	64	62	21	$5^2/_6$	$5^1/_6$	5	10	11	5,5	11	10	32	31
11	35	34	70	68	23	$5^5/_6$	$5^4/_6$	6	12	11	5,5	11	12	35	34
12	38	37	76	74	25	$6^2/_6$	$6^1/_6$	6	12	13	6,5	13	12	38	37
13	41	40	82	80	27	$6^5/_6$	$6^4/_6$	7	14	13	6,5	13	14	41	40
14	44	43	88	86	29	$7^2/_6$	$7^1/_6$	7	14	15	7,5	15	14	44	43
15	47	46	94	92	31	$7^5/_6$	$7^4/_6$	8	16	15	7,5	15	16	47	46
16	50	49	100	98	33	$8^2/_6$	$8^1/_6$	8	16	17	8,5	17	16	50	49
17	53	52	106	104	35	$8^5/_6$	$8^4/_6$	9	18	17	8,5	17	18	53	52
18	56	55	112	110	37	$9^2/_6$	$9^1/_6$	9	18	19	9,5	19	18	56	55
19	59	58	118	116	39	$9^5/_6$	$9^4/_6$	10	20	19	9,5	19	20	59	58
20	62	61	124	122	41	$10^2/_6$	$10^1/_6$	10	20	21	10,5	21	20	62	61
21	65	64	130	128	43	$10^5/_6$	$10^4/_6$	11	22	21	10,5	21	22	65	64
22	68	67	136	134	45	$11^2/_6$	$11^1/_6$	11	22	23	11,5	23	22	68	67
23	71	70	142	140	47	$11^5/_6$	$11^4/_6$	12	24	23	11,5	23	24	71	70
24	74	73	148	146	49	$12^2/_6$	$12^1/_6$	12	24	25	12,5	25	24	74	73
25	77	76	154	152	51	$12^5/_6$	$12^4/_6$	13	26	25	12,5	25	26	77	76
26	80	79	160	158	53	$13^2/_6$	$13^1/_6$	13	26	27	13,5	27	26	80	79
27	83	82	166	164	55	$13^5/_6$	$13^4/_6$	14	28	27	13,5	27	28	83	82
28	86	85	172	170	57	$14^2/_6$	$14^1/_6$	14	28	29	14,5	29	28	86	85
29	89	88	178	176	59	$14^5/_6$	$14^4/_6$	15	30	29	14,5	29	30	89	88
30	92	91	184	182	61	$15^2/_6$	$15^1/_6$	15	30	31	15,5	31	30	92	91
31	95	94	190	188	63	$15^5/_6$	$15^4/_6$	16	32	31	15,5	31	32	95	94
32	98	97	196	194	65	$16^2/_6$	$16^1/_6$	16	32	33	16,5	33	32	98	97
33	101	100	202	200	67	$16^5/_6$	$16^4/_6$	17	34	33	16,5	33	34	101	100
34	104	103	208	206	69	$17^2/_6$	$17^1/_6$	17	34	35	17,5	35	34	104	103
35	107	106	214	212	71	$17^5/_6$	$17^4/_6$	18	36	35	17,5	35	36	107	106
36	110	109	220	218	73	$18^2/_6$	$18^1/_6$	18	36	37	18,5	37	36	110	109
37	113	112	226	224	75	$18^5/_6$	$18^4/_6$	19	38	37	18,5	37	38	113	112
38	116	115	232	230	77	$19^2/_6$	$19^1/_6$	19	38	39	19,5	39	38	116	115
39	119	118	238	236	79	$19^5/_6$	$19^4/_6$	20	40	39	19,5	39	40	119	118
40	122	121	244	242	81	$20^2/_6$	$20^1/_6$	20	40	41	20,5	41	40	122	121
41	125	124	250	248	83	$20^5/_6$	$20^4/_6$	21	42	41	20,5	41	42	125	124
42	128	127	256	254	85	$21^2/_6$	$21^1/_6$	21	42	43	21,5	43	42	128	127
43	131	130	262	260	87	$21^5/_6$	$21^4/_6$	22	44	43	21,5	43	44	131	130
44	134	133	268	266	89	$22^2/_6$	$22^1/_6$	22	44	45	22,5	45	44	134	133
45	137	136	274	272	91	$22^5/_6$	$22^4/_6$	23	46	45	22,5	45	46	137	136

Шавлонная обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на 1/3 пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_6$ пазового деления у перекрещивающейся,

для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_6$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_3$ пазового деления у перекрещивающейся.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_6$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_3$ пазового деления у перекрещивающейся,

для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^1/_3$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_6$ пазового деления у перекрещивающейся.

Таблица 13-3

Последовательные обмотки: $p = 3$, $u = 4$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k		Q		Шаблонные обмотки				Ступенчатые обмотки				P $\alpha = 3\alpha'$	
											y_2				y'_2			
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	y_{d_1}	y_1	непе-рекр.	пе-рекр.	y'_{d_1}	y'_1	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.
10	31	32	124	128	41	43	$5^1/_6$	$5^2/_6$	5	20	21	23	5,5	22	19	21	31	32
11	34	35	136	140	45	47	$5^4/_6$	$5^5/_6$	6	24	21	23	5,5	22	23	25	34	35
12	37	38	148	152	49	51	$6^1/_6$	$6^2/_6$	6	24	25	27	6,5	26	23	25	37	38
13	40	41	160	164	53	55	$6^4/_6$	$6^5/_6$	7	28	25	27	6,5	26	27	29	40	41
14	43	44	172	176	57	59	$7^1/_6$	$7^2/_6$	7	28	29	31	7,5	30	27	29	43	44
15	46	47	184	188	61	63	$7^4/_6$	$7^5/_6$	8	32	29	31	7,5	30	31	33	46	47
16	49	50	196	200	65	67	$8^1/_6$	$8^2/_6$	8	32	33	35	8,5	34	31	33	49	50
17	52	53	208	212	69	71	$8^4/_6$	$8^5/_6$	9	36	33	35	8,5	34	35	37	52	53
18	55	56	220	224	73	75	$9^1/_6$	$9^2/_6$	9	36	37	39	9,5	38	35	37	55	56
19	58	59	232	236	77	79	$9^4/_6$	$9^5/_6$	10	40	37	39	9,5	38	39	41	58	59
20	61	62	244	248	81	83	$10^1/_6$	$10^2/_6$	10	40	41	43	10,5	42	39	41	61	62
21	64	65	256	260	85	87	$10^4/_6$	$10^5/_6$	11	44	41	43	10,5	42	43	45	64	65
22	67	68	268	272	89	91	$11^1/_6$	$11^2/_6$	11	44	45	47	11,5	46	43	45	67	68
23	70	71	280	284	93	95	$11^4/_6$	$11^5/_6$	12	48	45	47	11,5	46	47	49	70	71
24	73	74	292	296	97	99	$12^1/_6$	$12^2/_6$	12	48	49	51	12,5	50	47	49	73	74
25	76	77	304	308	101	103	$12^4/_6$	$12^5/_6$	13	52	49	51	12,5	50	51	53	76	77
26	79	80	316	320	105	107	$13^1/_6$	$13^2/_6$	13	52	53	55	13,5	54	51	53	79	80
27	82	83	328	332	109	111	$13^4/_6$	$13^5/_6$	14	56	53	55	13,5	54	55	57	82	83
28	85	86	340	344	113	115	$14^1/_6$	$14^2/_6$	14	56	57	59	14,5	58	55	57	85	86
29	88	89	352	356	117	119	$14^4/_6$	$14^5/_6$	15	60	57	59	14,5	58	59	61	88	89
30	91	92	364	368	121	123	$15^1/_6$	$15^2/_6$	15	60	61	63	15,5	62	59	61	91	92
31	94	95	376	380	125	127	$15^4/_6$	$15^5/_6$	16	64	61	63	15,5	62	63	65	94	95
32	97	98	388	392	129	131	$16^1/_6$	$16^2/_6$	16	64	65	67	16,5	66	63	65	97	98
33	100	101	400	404	133	135	$16^4/_6$	$16^5/_6$	17	68	65	67	16,5	66	67	69	100	101
34	103	104	412	416	137	139	$17^1/_6$	$17^2/_6$	17	68	69	71	17,5	70	67	69	103	104
35	106	107	424	428	141	143	$17^4/_6$	$17^5/_6$	18	72	69	71	17,5	70	71	73	106	107
36	109	110	436	440	145	147	$18^1/_6$	$18^2/_6$	18	72	73	75	18,5	74	71	73	109	110
37	112	113	448	452	149	151	$18^4/_6$	$18^5/_6$	19	76	73	75	18,5	74	75	77	112	113
38	115	116	460	464	153	155	$19^1/_6$	$19^2/_6$	19	76	77	79	19,5	78	75	77	115	116
39	118	119	472	476	157	159	$19^4/_6$	$19^5/_6$	20	80	77	79	19,5	78	79	81	118	119
40	121	122	484	488	161	163	$20^1/_6$	$20^2/_6$	20	80	81	83	20,5	82	79	81	121	122
41	124	125	496	500	165	167	$20^4/_6$	$20^5/_6$	21	84	81	83	20,5	82	83	85	124	125
42	127	128	508	512	169	171	$21^1/_6$	$21^2/_6$	21	84	85	87	21,5	86	83	85	127	128
43	130	131	520	524	173	175	$21^4/_6$	$21^5/_6$	22	88	85	87	21,5	86	87	89	130	131
44	133	134	532	536	177	179	$22^1/_6$	$22^2/_6$	22	88	89	91	22,5	90	87	89	133	134
45	136	137	544	548	181	183	$22^4/_6$	$22^5/_6$	23	92	89	91	22,5	90	91	93	136	137

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^1/_6$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_3$ — у перекрещивающейся,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_3$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_6$ — у перекрещивающейся.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_3$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_6$ пазового деления у перекрещивающейся;
для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^1/_6$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_3$ пазового деления у перекрещивающейся.

Таблица 13-4

Последовательные обмотки: $p = 3$, $u = 5$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k		Q		Шаблонные обмотки				Ступенчатые обмотки					P, $\alpha = 2\alpha'$	
									y_{d_1}	y_1	y_2		y'_{d_1}		y'_1		y'_2		
	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.			неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.		неперекр.	перекр.
10	29	28	145	140	48	47	$4^5/_6$	$4^4/_6$	5	25	23	22	$4^4/_5$	$4^3/_5$	24	23	24	29	28
11	32	31	160	155	53	52	$5^2/_6$	$5^1/_6$	5	25	28	27	$5^2/_5$	$5^1/_5$	27	26	26	32	31
12	35	34	175	170	58	57	$5^5/_6$	$5^4/_6$	6	30	28	27	$5^4/_5$	$5^3/_5$	29	28	29	35	34
13	38	37	190	185	63	62	$6^2/_6$	$6^1/_6$	6	30	33	32	$6^2/_5$	$6^1/_5$	32	31	31	38	37
14	41	40	205	200	68	67	$6^5/_6$	$6^4/_6$	7	35	33	32	$6^4/_5$	$6^3/_5$	34	33	34	41	40
15	44	43	220	215	73	72	$7^2/_6$	$7^1/_6$	7	35	38	37	$7^2/_5$	$7^1/_5$	37	36	36	44	43
16	47	46	235	230	78	77	$7^5/_6$	$7^4/_6$	8	40	38	37	$7^4/_5$	$7^3/_5$	39	38	39	47	46
17	50	49	250	245	83	82	$8^2/_6$	$8^1/_6$	8	40	43	42	$8^2/_5$	$8^1/_5$	42	41	41	50	49
18	53	52	265	260	88	87	$8^5/_6$	$8^4/_6$	9	45	43	42	$8^4/_5$	$8^3/_5$	44	43	44	53	52
19	56	55	280	275	93	92	$9^2/_6$	$9^1/_6$	9	45	48	47	$9^2/_5$	$9^1/_5$	47	46	46	56	55
20	59	58	295	290	98	97	$9^5/_6$	$9^4/_6$	10	50	48	47	$9^4/_5$	$9^3/_5$	49	48	49	59	58
21	62	61	310	305	103	102	$10^2/_6$	$10^1/_6$	10	50	53	52	$10^2/_5$	$10^1/_5$	52	51	51	62	61
22	65	64	325	320	108	107	$10^5/_6$	$10^4/_6$	11	55	53	52	$10^4/_5$	$10^3/_5$	54	53	54	65	64
23	68	67	340	335	113	112	$11^2/_6$	$11^1/_6$	11	55	58	57	$11^2/_5$	$11^1/_5$	57	56	56	68	67
24	71	70	355	350	118	117	$11^5/_6$	$11^4/_6$	12	60	58	57	$11^4/_5$	$11^3/_5$	59	59	59	71	70
25	74	73	370	365	123	122	$12^2/_6$	$12^1/_6$	12	60	63	62	$12^2/_5$	$12^1/_5$	62	61	61	74	73
26	77	76	385	380	128	127	$12^5/_6$	$12^4/_6$	13	65	63	62	$12^4/_5$	$12^3/_5$	64	63	64	77	76
27	80	79	400	395	133	132	$13^2/_6$	$13^1/_6$	13	65	68	67	$13^2/_5$	$13^1/_5$	67	66	66	80	79
28	83	82	415	410	138	137	$13^5/_6$	$13^4/_6$	14	70	68	67	$13^4/_5$	$13^3/_5$	69	68	69	83	82
29	86	85	430	425	143	142	$14^2/_6$	$14^1/_6$	14	70	73	72	$14^2/_5$	$14^1/_5$	72	71	71	86	85
30	89	88	445	440	148	147	$14^5/_6$	$14^4/_6$	15	75	73	72	$14^4/_5$	$14^3/_5$	74	73	74	89	88
31	92	91	460	455	153	152	$15^2/_6$	$15^1/_6$	15	75	78	77	$15^2/_5$	$15^1/_5$	77	76	76	92	91
32	95	94	475	470	158	157	$15^5/_6$	$15^4/_6$	16	80	78	77	$15^4/_5$	$15^3/_5$	79	78	79	95	94
33	98	97	490	485	163	162	$16^2/_6$	$16^1/_6$	16	80	83	82	$16^2/_5$	$16^1/_5$	82	81	81	98	97
34	101	100	505	500	168	167	$16^5/_6$	$16^4/_6$	17	85	83	82	$16^4/_5$	$16^3/_5$	84	83	84	101	100
35	104	103	520	515	173	172	$17^2/_6$	$17^1/_6$	17	85	88	87	$17^2/_5$	$17^1/_5$	87	86	86	104	103
36	107	106	535	530	178	177	$17^5/_6$	$17^4/_6$	18	90	88	87	$17^4/_5$	$17^3/_5$	89	88	89	107	106
37	110	109	550	545	183	182	$18^2/_6$	$18^1/_6$	18	90	93	92	$18^2/_5$	$18^1/_5$	92	91	91	110	109
38	113	112	565	560	188	187	$18^5/_6$	$18^4/_6$	19	95	93	92	$18^4/_5$	$18^3/_5$	94	93	94	113	112
39	116	115	580	575	193	192	$19^2/_6$	$19^1/_6$	19	95	98	97	$19^2/_5$	$19^1/_5$	97	96	96	116	115
40	119	118	595	590	198	197	$19^5/_6$	$19^4/_6$	20	100	98	97	$19^4/_5$	$19^3/_5$	99	98	99	119	118
41	122	121	610	605	203	202	$20^2/_6$	$20^1/_6$	20	100	103	102	$20^2/_5$	$20^1/_5$	102	101	101	122	121
42	125	124	625	620	208	207	$20^5/_6$	$20^4/_6$	21	105	103	102	$20^4/_5$	$20^3/_5$	104	103	104	125	124
43	128	127	640	635	213	212	$21^2/_6$	$21^1/_6$	21	105	108	107	$21^2/_5$	$21^1/_5$	107	106	106	128	127
44	131	130	655	650	218	217	$21^5/_6$	$21^4/_6$	22	110	108	107	$21^4/_5$	$21^3/_5$	109	108	109	131	130
45	134	133	670	665	223	222	$22^2/_6$	$22^1/_6$	22	110	113	112	$22^2/_5$	$22^1/_5$	112	111	111	134	133

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_6$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_3$ пазового деления у перекрещивающейся,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^1/_3$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_6$ пазового деления у перекрещивающейся.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^1/_{30}$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_{15}$ пазового деления у перекрещивающейся,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_{15}$ пазового деления у неперекрещивающейся обмотки и на $^1/_{30}$ пазового деления у перекрещивающейся.

Таблица 13-5

Последовательные обмотки: $p = 2$, $u = 3$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k непе-рекр.	y_k пе-рекр.	Q	Шаблонные обмотки y_{d_1}	y_1	y_2 непе-рекр.	y_2 пе-рекр.	Ступенчатые обмотки y'_{d_1}	y'_1	y'_2 непе-рекр.	y'_2 пе-рекр.	p $\alpha = 2\alpha'$
10	19	57	28	29	4,75	5	15	13	14	$4^2/_3$	14	14	15	19
11	21	63	31	32	5,25	5	15	16	17	$5^1/_3$	16	15	16	21
12	23	69	34	35	5,75	6	18	16	17	$5^2/_3$	17	17	18	23
13	25	75	37	38	6,25	6	18	19	20	$6^1/_3$	19	18	19	25
14	27	81	40	41	6,75	7	21	19	20	$6^2/_3$	20	20	21	27
15	29	87	43	44	7,25	7	21	22	23	$7^1/_3$	22	21	22	29
16	31	93	46	47	7,75	8	24	22	23	$7^2/_3$	23	23	24	31
33	33	99	49	50	8,25	8	24	25	26	$8^1/_3$	25	24	25	33
18	35	105	52	53	8,75	9	27	25	26	$8^2/_3$	26	26	27	35
19	37	111	55	56	9,25	9	27	28	29	$9^1/_3$	28	27	28	37
20	39	117	58	59	9,75	10	30	28	29	$9^2/_3$	29	29	30	39
21	41	123	61	62	10,25	10	30	31	32	$10^1/_3$	31	30	31	41
22	43	129	64	65	10,75	11	33	31	32	$10^2/_3$	32	32	33	43
23	45	135	67	68	11,25	11	33	34	35	$11^1/_3$	34	33	34	45
24	47	141	70	71	11,75	12	36	34	35	$11^2/_3$	35	35	36	47
25	49	147	73	74	12,25	12	36	37	38	$12^1/_3$	37	36	37	49
26	51	153	76	77	12,75	13	39	37	38	$12^2/_3$	38	38	39	51
27	53	159	79	80	13,25	13	39	40	41	$13^1/_3$	40	39	40	53
28	55	165	82	83	13,75	14	42	40	41	$13^2/_3$	41	41	42	55
29	57	171	85	86	14,25	14	42	43	44	$14^1/_3$	43	42	43	57
30	59	177	88	89	14,75	15	45	43	44	$14^2/_3$	44	44	45	59
31	61	183	91	92	15,25	15	45	46	47	$15^1/_3$	46	45	46	61
32	63	189	94	95	15,75	16	48	46	47	$15^2/_3$	47	47	48	63
33	65	195	97	98	16,25	16	48	49	50	$16^1/_3$	49	48	49	65
34	67	201	100	101	16,75	17	51	49	50	$16^2/_3$	50	50	51	67
35	69	207	103	104	17,25	17	51	52	53	$17^1/_3$	52	51	52	69
36	71	213	106	107	17,75	18	54	52	53	$17^2/_3$	53	53	54	71
37	73	219	109	110	18,25	18	54	55	56	$18^1/_3$	55	54	55	73
38	75	225	112	113	18,75	19	57	55	56	$18^2/_3$	56	56	57	75
39	77	231	115	116	19,25	19	57	58	59	$19^1/_3$	58	57	58	77
40	79	237	118	119	19,75	20	60	58	59	$19^2/_3$	59	59	60	79
41	81	243	121	122	20,25	20	60	61	62	$20^1/_3$	61	60	61	81
42	83	249	124	125	20,75	21	63	61	62	$20^2/_3$	62	62	63	83
43	85	255	127	128	21,25	21	63	64	65	$21^1/_3$	64	63	64	85
44	87	261	130	131	21,75	22	66	64	65	$21^2/_3$	65	65	66	87
45	89	267	133	134	22,25	22	66	67	68	$22^1/_3$	67	66	67	89

Шаблонная обмотка для четных c' имеет шаг удлиненный на 0,25 пазового деления,
для нечетных c' имеет шаг укороченный на 0,25 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четных c' имеет шаг укороченный на $^1/_{12}$ пазового деления,
для нечетных c' имеет шаг удлиненный на $^1/_{12}$ пазового деления.

Таблица 13-6

Последовательные обмотки: $p = 2$, $u = 5$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k		Q	Шаблонные обмотки				Ступенчатые обмотки				P, $\alpha = 2\alpha'$
			непе-рекр.	пе-рекр.		y_{d_1}	y_1	y_2 непе-рекр.	y_2 пе-рекр.	y'_{d_1}	y'_1	y'_2 непе-рекр.	y'_2 пе-рекр.	
10	19	95	47	48	4,75	5	25	22	23	4,8	24	23	24	19
11	21	105	52	53	5,25	5	25	27	28	5,2	26	26	27	21
12	23	115	57	58	5,75	6	30	27	28	5,8	29	28	29	23
13	25	125	62	63	6,25	6	30	32	33	6,2	31	31	32	25
14	27	135	67	68	6,75	7	35	32	33	6,8	34	33	34	27
15	29	145	72	73	7,25	7	35	37	38	7,2	36	36	37	29
16	31	155	77	78	7,75	8	40	37	38	7,8	39	38	39	31
17	33	165	82	83	8,25	8	40	42	43	8,2	41	41	42	33
18	35	175	87	88	8,75	9	45	42	43	8,8	44	43	44	35
19	37	185	92	93	9,25	9	45	47	48	9,2	46	46	47	37
20	39	195	97	98	9,75	10	50	47	48	9,8	49	48	49	39
21	41	205	102	103	10,25	10	50	52	53	10,2	51	51	52	41
22	43	215	107	108	10,75	11	55	52	53	10,8	54	53	54	43
23	45	225	112	113	11,25	11	55	57	58	11,2	56	56	57	45
24	47	235	117	118	11,75	12	60	57	58	11,8	59	58	59	47
25	49	245	122	123	12,25	12	60	62	63	12,2	61	61	62	49
26	51	255	127	128	12,75	13	65	62	63	12,8	64	63	64	51
27	53	265	132	133	13,25	13	65	67	68	13,2	66	66	67	53
28	55	275	137	138	13,75	14	70	67	68	13,8	69	68	69	55
29	57	285	142	143	14,25	14	70	72	73	14,2	71	71	72	57
30	59	295	147	148	14,75	15	75	72	73	14,8	74	73	74	59
31	61	305	152	153	15,25	15	75	77	78	15,2	76	76	77	61
32	63	315	157	158	15,75	16	80	77	78	15,8	79	78	79	63
33	65	325	162	163	16,25	16	80	82	83	16,2	81	81	82	65
34	67	335	167	168	16,75	17	85	82	83	16,8	84	83	84	67
35	69	345	172	173	17,25	17	85	87	88	17,2	86	86	87	69
36	71	355	177	178	17,75	18	90	87	88	17,8	89	88	89	71
37	73	365	182	183	18,25	18	90	92	93	18,2	91	91	92	73
38	75	375	187	188	18,75	19	95	92	93	18,8	94	93	94	75
39	77	385	192	193	19,25	19	95	97	98	19,2	96	96	97	77
40	79	395	197	198	19,75	20	100	97	98	19,8	99	98	99	79
41	81	405	202	203	20,25	20	100	102	103	20,2	101	101	102	81
42	83	415	207	208	20,75	21	105	102	103	20,8	104	103	104	83
43	85	425	212	213	21,25	21	105	107	108	21,2	106	106	107	85
44	87	435	217	218	21,75	22	110	107	108	21,8	109	108	109	87
45	89	445	222	223	22,25	22	110	112	113	22,2	111	111	112	89

Шаблонная обмотка для четных c' имеет шаг удлиненный на $^1/_4$ пазового деления, для нечетных c' имеет шаг укороченный на $^1/_4$ пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четных c' имеет шаг удлиненный на $^1/_{20}$ пазового деления, для нечетных c' имеет шаг укороченный на $^1/_{20}$ пазового деления.

Таблица 13-7

Последовательные обмотки: $p = 4$, $u = 3$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k		Q		Шавлонные обмотки: y_{d_1}		Шавлонные обмотки: y_1		Шавлонные обмотки: y_2		Ступенчатые обмотки: y'_{d_1}		Ступенчатые обмотки: y'_1		Ступенчатые обмотки: y'_2		P, $\alpha=4\alpha'$	
	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.
10	39	41	117	123	29	31	$4^7/_8$	$5^1/_8$	5	5	15	15	14	16	$4^2/_3$	$5^1/_3$	14	16	15	15	39	41
11	43	45	129	135	32	34	$5^3/_8$	$5^5/_8$	5	6	15	18	17	16	$5^1/_3$	$5^2/_3$	16	17	16	17	43	45
12	47	49	141	147	35	37	$5^7/_8$	$6^1/_8$	6	6	18	18	17	19	$5^2/_3$	$6^1/_3$	17	19	18	18	47	49
13	51	53	153	159	38	40	$6^3/_8$	$6^5/_8$	6	7	18	21	20	19	$6^1/_3$	$6^2/_3$	19	20	19	20	51	53
14	55	57	165	171	41	43	$6^7/_8$	$7^1/_8$	7	7	21	21	20	22	$6^2/_3$	$7^1/_3$	20	22	21	21	55	57
15	59	61	177	183	44	46	$7^3/_8$	$7^5/_8$	7	8	21	24	23	22	$7^1/_3$	$7^2/_3$	22	23	22	23	59	61
16	63	65	189	195	47	49	$7^7/_8$	$8^1/_8$	8	8	24	24	23	25	$7^2/_3$	$8^1/_3$	23	25	24	24	63	65
17	67	69	201	207	50	52	$8^3/_8$	$8^5/_8$	8	9	24	27	26	25	$8^1/_3$	$8^2/_3$	25	26	25	26	67	69
18	71	73	213	219	53	55	$8^7/_8$	$9^1/_8$	9	9	27	27	26	28	$8^2/_3$	$9^1/_3$	26	28	27	27	71	73
19	75	77	225	231	56	58	$9^3/_8$	$9^5/_8$	9	10	27	30	29	28	$9^1/_3$	$9^2/_3$	28	29	28	29	75	77
20	79	81	237	243	59	61	$9^7/_8$	$10^1/_3$	10	10	30	30	29	31	$9^2/_3$	$10^1/_3$	29	31	30	30	79	81
21	83	85	249	255	62	64	$10^3/_8$	$10^5/_8$	10	11	30	33	32	31	$10^1/_3$	$10^2/_3$	31	32	31	32	83	85
22	87	89	261	267	65	67	$10^7/_8$	$11^1/_8$	11	11	33	33	32	34	$10^2/_3$	$11^1/_3$	32	34	33	33	87	89
23	91	93	273	279	68	70	$11^3/_8$	$11^5/_8$	11	12	33	36	35	34	$11^1/_3$	$11^2/_3$	34	35	34	35	91	93
24	95	97	285	291	71	73	$11^7/_8$	$12^1/_8$	12	12	36	36	35	37	$11^2/_3$	$12^1/_3$	35	37	36	36	95	97
25	99	101	297	303	74	76	$12^3/_8$	$12^5/_8$	12	13	36	39	38	37	$12^1/_3$	$12^2/_3$	37	38	37	38	99	101
26	103	105	309	315	77	79	$12^7/_8$	$13^1/_8$	13	13	39	39	38	40	$12^2/_3$	$13^1/_3$	38	40	39	39	103	105
27	107	109	321	327	80	82	$13^3/_8$	$13^5/_8$	13	14	39	42	41	40	$13^1/_3$	$13^2/_3$	40	41	40	41	107	109
28	111	113	333	339	83	85	$13^7/_8$	$14^1/_8$	14	14	42	42	41	43	$13^2/_3$	$14^1/_3$	41	43	42	42	111	113
29	115	117	345	351	86	88	$14^3/_8$	$14^5/_8$	14	15	42	45	44	43	$14^1/_3$	$14^2/_3$	43	44	43	44	115	117
30	119	121	357	363	89	91	$14^7/_8$	$15^1/_6$	15	15	45	45	44	46	$14^2/_3$	$15^1/_3$	44	46	45	45	119	121
31	123	125	369	375	92	94	$15^3/_8$	$15^5/_8$	15	16	45	48	47	46	$15^1/_3$	$15^2/_3$	46	47	46	47	123	125
32	127	129	381	387	95	97	$15^7/_8$	$16^1/_8$	16	16	48	48	47	49	$15^2/_3$	$16^1/_3$	47	49	48	48	127	129
33	131	133	393	399	98	100	$16^3/_8$	$16^5/_8$	16	17	48	51	50	49	$16^1/_3$	$16^2/_3$	49	50	49	50	131	133
34	135	137	405	411	101	103	$16^7/_8$	$17^1/_8$	17	17	51	51	50	52	$16^2/_3$	$17^1/_3$	50	52	51	51	135	137
35	139	141	417	423	104	106	$17^3/_8$	$17^5/_8$	17	18	51	54	53	52	$17^1/_3$	$17^2/_3$	52	53	52	53	139	141
36	143	145	429	435	107	109	$17^7/_8$	$18^1/_8$	18	18	54	54	53	55	$17^2/_3$	$18^1/_3$	53	55	54	54	143	145
37	147	149	441	447	110	112	$18^3/_8$	$18^5/_8$	18	19	54	57	56	55	$18^1/_3$	$18^2/_3$	55	56	55	56	147	149
38	151	153	453	459	113	115	$18^7/_8$	$19^1/_8$	19	19	57	57	56	58	$18^2/_3$	$19^1/_3$	56	58	57	57	151	153
39	155	157	465	471	116	118	$19^3/_8$	$19^5/_8$	19	20	57	60	59	58	$19^1/_3$	$19^2/_3$	58	59	58	59	155	157
40	159	161	477	483	119	121	$19^7/_8$	$20^1/_8$	20	20	60	60	59	61	$19^2/_3$	$20^1/_3$	59	61	60	60	159	161
41	163	165	489	495	122	124	$20^3/_8$	$20^5/_8$	20	21	60	63	62	61	$20^1/_3$	$20^2/_3$	61	62	61	62	163	165
42	167	169	501	507	125	127	$20^7/_8$	$21^1/_8$	21	21	63	63	62	64	$20^2/_3$	$21^1/_3$	62	64	63	63	167	169
43	171	173	513	519	128	130	$21^3/_8$	$21^5/_8$	21	22	63	66	65	64	$21^1/_3$	$21^2/_3$	64	65	64	65	171	173
44	175	177	525	531	131	133	$21^7/_8$	$22^1/_8$	22	22	66	66	65	67	$21^2/_3$	$22^1/_3$	65	67	66	66	175	177
45	179	181	537	543	134	136	$22^3/_8$	$22^5/_8$	22	23	66	69	68	67	$22^1/_3$	$22^2/_3$	67	68	67	68	179	181

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный у неперекрещивающейся обмотки и укороченный у перекрещивающейся обмотки на $^1/_8$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг укороченный у неперекрещивающейся обмотки и удлиненный у перекрещивающейся обмотки на $^3/_8$ пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг укороченный у неперекрещивающейся обмотки и удлиненный у перекрещивающейся обмотки на $^5/_{24}$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг укороченный у неперекрещивающейся обмотки и удлиненный у перекрещивающейся обмотки на $^1/_{24}$ пазового деления.

Таблица 13-8

Последовательные обмотки: $p = 4$, $u = 5$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k		Q		Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						P, $\alpha = 4\alpha'$	
									y_{d_1}		y_1		y_2		y'_{d_1}		y'_1		y'_2			
	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.	неперекр.	перекр.
10	41	39	205	195	51	49	$5\,^1/_8$	$4\,^7/_8$	5	5	25	25	26	24	$5\,^1/_5$	$4\,^4/_5$	26	24	25	25	41	39
11	45	43	225	215	56	54	$5\,^5/_8$	$5\,^3/_8$	6	5	30	25	26	29	$5\,^3/_5$	$5\,^2/_5$	28	27	28	27	45	43
12	49	47	245	235	61	59	$6\,^1/_8$	$5\,^7/_8$	6	6	30	30	31	29	$6\,^1/_5$	$5\,^4/_5$	31	29	30	30	49	47
13	53	51	265	255	66	64	$6\,^5/_8$	$6\,^3/_8$	7	6	35	30	31	34	$6\,^3/_5$	$6\,^2/_5$	33	32	33	32	53	51
14	57	55	285	275	71	69	$7\,^1/_8$	$6\,^7/_8$	7	7	35	35	36	34	$7\,^1/_5$	$6\,^4/_5$	36	34	35	35	57	55
15	61	59	305	295	76	74	$7\,^5/_8$	$7\,^3/_8$	8	7	40	35	36	39	$7\,^3/_5$	$7\,^2/_5$	38	37	38	37	61	59
16	65	63	325	315	81	79	$8\,^1/_8$	$7\,^7/_8$	8	8	40	40	41	39	$8\,^1/_5$	$7\,^4/_5$	41	39	40	40	65	63
17	69	67	345	335	86	84	$8\,^5/_8$	$8\,^3/_8$	9	8	45	40	41	44	$8\,^3/_5$	$8\,^2/_5$	43	42	43	42	69	67
18	73	71	365	355	91	89	$9\,^1/_8$	$8\,^7/_8$	9	9	45	45	46	44	$9\,^1/_5$	$8\,^4/_5$	46	44	45	45	73	71
19	77	75	385	375	96	94	$9\,^5/_8$	$9\,^3/_8$	10	9	50	45	46	49	$9\,^3/_5$	$9\,^2/_5$	48	47	48	47	77	75
20	81	79	405	395	101	99	$10\,^1/_8$	$9\,^7/_8$	10	10	50	50	51	49	$10\,^1/_5$	$9\,^4/_5$	51	49	50	50	81	79
21	85	83	425	415	106	104	$10\,^5/_8$	$10\,^3/_8$	11	10	55	50	51	54	$10\,^3/_5$	$10\,^2/_5$	53	52	53	52	85	83
22	89	87	445	435	111	109	$11\,^1/_8$	$10\,^7/_8$	11	11	55	55	56	54	$11\,^1/_5$	$10\,^4/_5$	56	54	55	55	89	87
23	93	91	465	455	116	114	$11\,^5/_8$	$11\,^3/_8$	12	11	60	55	56	59	$11\,^3/_5$	$11\,^2/_5$	58	57	58	57	93	91
24	97	95	485	475	121	119	$12\,^1/_8$	$11\,^7/_8$	12	12	60	60	61	59	$12\,^1/_5$	$11\,^4/_5$	61	59	60	60	97	95
25	101	99	505	495	126	124	$12\,^5/_8$	$12\,^3/_8$	13	12	65	60	61	64	$12\,^3/_5$	$12\,^2/_5$	63	62	63	62	101	99
26	105	103	525	515	131	129	$13\,^1/_8$	$12\,^7/_8$	13	13	65	65	66	64	$13\,^1/_5$	$12\,^4/_5$	66	64	65	65	105	103
27	109	107	545	535	136	134	$13\,^5/_8$	$13\,^3/_8$	14	13	70	65	66	69	$13\,^3/_5$	$13\,^2/_5$	68	67	68	67	109	107
28	113	111	565	555	141	139	$14\,^1/_8$	$13\,^7/_8$	14	14	70	70	71	69	$14\,^1/_5$	$13\,^4/_5$	71	69	70	70	113	111
29	117	115	585	575	146	144	$14\,^5/_8$	$14\,^3/_8$	15	14	75	70	71	74	$14\,^3/_5$	$14\,^2/_5$	73	72	73	72	117	115
30	121	119	605	595	151	149	$15\,^1/_8$	$14\,^7/_8$	15	15	75	75	76	74	$15\,^1/_5$	$14\,^4/_5$	76	74	75	75	121	119
31	125	123	625	615	156	154	$15\,^5/_8$	$15\,^3/_8$	16	15	80	75	76	79	$15\,^3/_5$	$15\,^2/_5$	78	77	78	77	125	123
32	129	127	645	635	161	159	$16\,^1/_8$	$15\,^7/_8$	16	16	80	80	81	79	$16\,^1/_5$	$15\,^4/_5$	81	79	80	80	129	127
33	133	131	665	655	166	164	$16\,^5/_8$	$16\,^3/_8$	17	16	85	80	81	84	$16\,^3/_5$	$16\,^2/_5$	83	82	83	82	133	131
34	137	135	685	675	171	169	$17\,^1/_8$	$16\,^7/_8$	17	17	85	85	86	84	$17\,^1/_5$	$16\,^4/_5$	86	84	85	85	137	135
35	141	139	705	695	176	174	$17\,^5/_8$	$17\,^3/_8$	18	17	90	85	86	89	$17\,^3/_5$	$17\,^2/_5$	88	87	88	87	141	139
36	145	143	725	715	181	179	$18\,^1/_8$	$17\,^7/_8$	18	18	90	90	91	89	$18\,^1/_5$	$17\,^4/_5$	91	89	90	90	145	143
37	149	147	745	735	186	184	$18\,^5/_8$	$18\,^3/_8$	19	18	95	90	91	94	$18\,^3/_5$	$18\,^2/_5$	93	92	93	92	149	147
38	153	151	765	755	191	189	$19\,^1/_8$	$18\,^7/_8$	19	19	95	95	96	94	$19\,^1/_5$	$18\,^4/_5$	96	94	95	95	153	151
39	157	155	785	775	196	194	$19\,^5/_8$	$19\,^3/_8$	20	19	100	95	96	99	$19\,^3/_5$	$19\,^2/_5$	98	97	98	97	157	155
40	161	159	805	795	201	199	$20\,^1/_8$	$19\,^7/_8$	20	20	100	100	101	99	$20\,^1/_5$	$19\,^4/_5$	101	99	100	100	161	159
41	165	163	825	815	206	204	$20\,^5/_8$	$20\,^3/_8$	21	20	105	100	101	104	$20\,^3/_5$	$20\,^2/_5$	103	102	103	102	165	163
42	169	167	845	835	211	209	$21\,^1/_8$	$20\,^7/_8$	21	21	105	105	106	104	$21\,^1/_5$	$20\,^4/_5$	106	104	105	105	169	167
43	173	171	865	855	216	214	$21\,^5/_8$	$21\,^3/_8$	22	21	110	105	106	109	$21\,^3/_5$	$21\,^2/_5$	108	107	108	107	173	171
44	177	175	885	875	221	219	$22\,^1/_8$	$21\,^7/_8$	22	22	110	110	111	109	$22\,^1/_5$	$21\,^4/_5$	111	109	110	110	177	175
45	181	179	905	895	226	224	$22\,^5/_8$	$22\,^3/_8$	23	22	115	110	111	114	$22\,^5/_5$	$22\,^2/_5$	113	112	113	112	181	179

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг укорочевный у неперекрещивающейся обмотки и удлиненный у перекрещивающейся на $^1/_8$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный у неперекрещивающейся обмотки и укороченный у перекрещивающейся на $^3/_8$ пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный у неперекрещивающейся обмотки и укороченный у перекрещивающейся на $^3/_{40}$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг укороченный у неперекрещивающейся обмотки и удлиненный у перекрещивающейся на $^1/_{40}$ пазового деления.

Таблица 14-1

Двойственные множественные параллельные обмотки: $a/p = 2$, $u = 1$

c''	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 2$; Волновые обмотки y_k		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						P, $\alpha = \alpha'$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петл. y'_2		волн. y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
5	11p	11p	9	13	11	5,5	5	5	−3	−7	4	8							11
6	13	13	11	15	13	6,5	6	6	−4	−8	5	9							13
7	15	15	13	17	15	7,5	7	7	−5	−9	6	10							15
8	17	17	15	19	17	8,5	8	8	−6	−10	7	11	—	—	—	—	—	—	17
9	19	19	17	21	19	9,5	9	9	−7	−11	8	12							19
10	21	21	19	23	21	10,5	10	10	−8	−12	9	13							21
11	23p	23p	21	25	23	11,5	11	11	−9	−13	10	14							23
12	25	25	23	27	25	12,5	12	12	−10	−14	11	15							25
13	27	27	25	29	27	13,5	13	13	−11	−15	12	16							27
14	29	29	27	31	29	14,5	14	14	−12	−16	13	17	—	—	—	—	—	—	29
15	31	31	29	33	31	15,5	15	15	−13	−17	14	18							31
16	33p	33p	31	35	33	16,5	16	16	−14	−18	15	19							33
17	35	35	33	37	35	17,5	17	17	−15	−19	16	20							35
18	37	37	35	39	37	18,5	18	18	−16	−20	17	21	—	—	—	—	—	—	37
19	39	39	37	41	39	19,5	19	19	−17	−21	18	22							39
20	41	41	39	43	41	20,5	20	20	−18	−22	19	23							41
21	43p	43p	41	45	43	21,5	21	21	−19	−23	20	24							43
22	45	45	43	47	45	22,5	22	22	−20	−24	21	25							45
23	47	47	45	49	47	23,5	23	23	−21	−25	22	26	—	—	—	—	—	—	47
24	49	49	47	51	49	24,5	24	24	−22	−26	23	27							49
25	51	51	49	53	51	25,5	25	25	−23	−27	24	28							51

Шаблонная обмотка имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Таблица 14-2

Двойственные множественные параллельные обмотки: $a/p = 2$, $u = 3$

c''	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 2$; Волновые обмотки y_k		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						P $\alpha = \alpha'$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2		волновые y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
5	11p	33p	31	35	33	5,5	5	15	−13	−17	16	20	$5^1/_3$	16	−14	−18	15	19	11
6	13	39	37	41	39	6,5	6	18	−16	−20	19	23	$6^1/_3$	19	−17	−21	18	22	13
7	15	45	43	47	45	7,5	7	21	−19	−23	22	26	$7^1/_3$	22	−20	−24	21	25	15
8	17	51	49	53	51	8,5	8	24	−22	−26	25	29	$8^1/_3$	25	−23	−27	24	28	17
9	19	57	55	59	57	9,5	9	27	−25	−29	28	32	$9^1/_3$	28	−26	−30	27	31	19
10	21	63	61	65	63	10,5	10	30	−28	−32	31	35	$10^1/_3$	31	−29	−33	30	34	21
11	23p	69p	67	71	69	11,5	11	33	−31	−35	34	38	$11^1/_3$	34	−32	−36	33	37	23
12	25	75	73	77	75	12,5	12	36	−34	−38	37	41	$12^1/_3$	37	−35	−39	36	40	25
13	27	81	79	83	81	13,5	13	39	−37	−41	40	44	$13^1/_3$	40	−38	−42	39	43	27
14	29	87	85	89	87	14,5	14	42	−40	−44	43	47	$14^1/_3$	43	−41	−45	42	46	29
15	31	93	91	95	93	15,5	15	45	−43	−47	46	50	$15^1/_3$	46	−44	−48	45	49	31
16	33p	99p	97	101	99	16,5	16	48	−46	−50	49	53	$16^1/_3$	49	−47	−51	48	52	33
17	35	105	103	107	105	17,5	17	51	−49	−53	52	56	$17^1/_3$	52	−50	−54	51	55	35
18	37	111	109	113	111	18,5	18	54	−52	−56	55	59	$18^1/_3$	55	−53	−57	54	58	37
19	39	117	115	119	117	19,5	19	57	−55	−59	58	62	$19^1/_3$	58	−56	−60	57	61	39
20	41	123	121	125	123	20,5	20	60	−58	−62	61	65	$20^1/_3$	61	−59	−63	60	64	41
21	43p	129p	127	131	129	21,5	21	63	−61	−65	64	68	$21^1/_3$	64	−62	−66	63	67	43
22	45	135	133	137	135	22,5	22	66	−64	−68	67	71	$22^1/_3$	67	−65	−69	66	70	45
23	47	141	139	143	141	23,5	23	69	−67	−71	70	74	$23^1/_3$	70	−68	−72	69	73	47
24	49	147	145	149	147	24,5	24	72	−70	−74	73	77	$24^1/_3$	73	−71	−75	72	76	49
25	51	153	151	155	153	25,5	25	75	−73	−77	76	80	$25^1/_3$	76	−74	−78	75	79	51

Шаблонная обмотка имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка имеет шаг укороченный на $^1/_6$ пазового деления.

Таблица 14-3

Двойственные множественные параллельные обмотки: $a/p = 2$, $u = 5$

c''	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 2$; Волновые обмотки y_k		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						$P = x = x'$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2		волновые y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
5	11p	55p	53	57	55	5,5	5	25	−23	−27	28	32	5,4	27	−25	−29	26	30	11
6	13	65	63	67	65	6,5	6	30	−28	−32	33	37	6,4	32	−30	−34	31	35	13
7	15	75	73	77	75	7,5	7	35	−33	−37	38	42	7,4	37	−35	−39	36	40	15
8	17	85	83	87	85	8,5	8	40	−38	−42	43	47	8,4	42	−40	−44	41	45	17
9	19	95	93	97	95	9,5	9	45	−43	−47	48	52	9,4	47	−45	−49	46	50	19
10	21	105	103	107	105	10,5	10	50	−48	−52	53	57	10,4	52	−50	−54	51	55	21
11	23p	115p	113	117	115	11,5	11	55	−53	−57	58	62	11,4	57	−55	−59	56	60	23
12	25	125	123	127	125	12,5	12	60	−58	−62	63	67	12,4	62	−60	−64	61	65	25
13	27	135	133	137	135	13,5	13	65	−63	−67	68	72	13,4	67	−65	−69	66	70	27
14	29	145	143	147	145	14,5	14	70	−68	−72	73	77	14,4	72	−70	−74	71	75	29
15	31	155	153	157	155	15,5	15	75	−73	−77	78	82	15,4	77	−75	−79	76	80	31
16	33p	165p	163	167	165	16,5	16	80	−78	−82	83	87	16,4	82	−80	−84	81	85	33
17	35	175	173	177	175	17,5	17	85	−83	−87	88	92	17,4	87	−85	−89	86	90	35
18	37	185	183	187	185	18,5	18	90	−88	−92	93	97	18,4	92	−90	−94	91	95	37
19	39	195	193	197	195	19,5	19	95	−93	−97	98	102	19,4	97	−95	−99	96	100	39
20	41	205	203	207	205	20,5	20	100	−98	−102	103	107	20,4	102	−100	−104	101	105	41
21	43p	215p	213	217	215	21,5	21	105	−103	−107	108	112	21,4	107	−105	−109	106	110	43
22	45	225	223	227	225	22,5	22	110	−108	−112	113	117	22,4	112	−110	−114	111	115	45
23	47	235	233	237	235	23,5	23	115	−113	−117	118	122	23,4	117	−115	−119	116	120	47
24	49	245	243	247	245	24,5	24	120	−118	−122	123	127	24,4	122	−120	−124	121	125	49
25	51	255	253	257	255	25,5	25	125	−123	−127	128	132	25,4	127	−125	−129	126	130	51

Шаблонная обмотка имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка имеет шаг укороченный на 0,1 пазового деления.

Таблица 14-4

Четверичные множественные параллельные обмотки: $a/p = 4$, $u = 1$

c''	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 4$; Волновые обмотки y_k		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						$\alpha = \frac{\alpha'}{p}$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2		волновые y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
5	11p	11p	7	15	11	5,5	5	5	−1	−9	2	10							11
6	13	13	9	17	13	6,5	6	6	−2	−10	3	11							13
7	15	15	11	19	15	7,5	7	7	−3	−11	4	12							15
8	17	17	13	21	17	8,5	8	8	−4	−12	5	13	—	—	—	—	—	—	17
9	19	19	15	23	19	9,5	9	9	−5	−13	6	14							19
10	21	21	17	25	21	10,5	10	10	−6	−14	7	15							21
11	23p	23p	19	27	23	11,5	11	11	−7	−15	8	16							23
12	25	25	21	29	25	12,5	12	12	−8	16	9	17							25
13	27	27	23	31	27	13,5	13	13	−9	−17	10	18	—	—	—	—	—	—	27
14	29	29	25	33	29	14,5	14	14	−10	−18	11	19							29
15	31	31	27	35	31	15,5	15	15	−11	−19	12	20							31
16	33p	33p	29	37	33	16,5	16	16	−12	−20	13	21							33
17	35	35	31	39	35	17,5	17	17	−13	−21	14	22							35
18	37	37	33	41	37	18,5	18	18	−14	−22	15	23	—	—	—	—	—	—	37
19	39	39	35	43	39	19,5	19	19	−15	−23	16	24							39
20	41	41	37	45	41	20,5	20	20	−16	−24	17	25							41
21	43p	43p	39	47	43	21,5	21	21	−17	−25	18	26							43
22	45	45	41	49	45	22,5	22	22	−18	−26	19	27							45
23	47	47	43	51	47	23,5	23	23	−19	−27	20	28	—	—	—	—	—	—	47
24	49	49	45	53	49	24,5	24	24	−20	−28	21	29							49
25	51	51	47	55	51	25,5	25	25	−21	−29	22	30							51

Шаблонная обмотка имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления,

Таблица 14-5

Четверичные множественные параллельные обмотки: $a/p = 4$, $u = 3$

c''	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_{k_s} = \pm 4$; Волновые обмотки y_{kv}		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						p, $\varkappa = \varkappa'$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2		волновые y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
5	$11p$	$33p$	29	37	33	5,5	5	15	−11	−19	14	22	$5^1/_3$	16	−12	−20	13	21	11
6	13	39	35	43	39	6,5	6	18	−14	−22	17	25	$6^1/_3$	19	−15	−23	16	24	13
7	15	45	41	49	45	7,5	7	21	−17	−25	20	28	$7^1/_3$	22	−18	−26	19	27	15
8	17	51	47	55	51	8,5	8	24	−20	−28	23	31	$8^1/_3$	25	−21	−29	22	30	17
9	19	57	53	61	57	9,5	9	27	−23	−31	26	34	$9^1/_3$	28	−24	−32	25	33	19
10	21	63	59	67	63	10,5	10	30	−26	−34	29	37	$10^1/_3$	31	−27	−35	28	36	21
11	$23p$	$69p$	65	73	69	11,5	11	33	−29	−37	32	40	$11^1/_3$	34	−30	−38	31	39	23
12	25	75	71	79	75	12,5	12	36	−32	−40	35	43	$12^1/_3$	37	−33	−41	34	42	25
13	27	81	77	85	81	13,5	13	39	−35	−43	38	46	$13^1/_3$	40	−36	−44	37	45	27
14	29	87	83	91	87	14,5	14	42	−38	−46	41	49	$14^1/_3$	43	−39	−47	40	48	29
15	31	93	89	97	93	15,5	15	45	−41	−49	44	52	$15^1/_3$	46	−42	−50	43	51	31
16	$33p$	$99p$	95	103	99	16,5	16	48	−44	−52	47	55	$16^1/_3$	49	−45	−53	46	54	33
17	35	105	101	109	105	17,5	17	51	−47	−55	50	58	$17^1/_3$	52	−48	−56	49	57	35
18	37	111	107	115	111	18,5	18	54	−50	−58	53	61	$18^1/_3$	55	−51	−59	52	60	37
19	39	117	113	121	117	19,5	19	57	−53	−61	56	64	$19^1/_3$	58	−54	−62	55	63	39
20	41	123	119	127	123	20,5	20	60	−56	−64	59	67	$20^1/_3$	61	−57	−65	58	66	41
21	$43p$	$129p$	125	133	129	21,5	21	63	−59	−67	62	70	$21^1/_3$	64	−60	−68	61	69	43
22	45	135	131	139	135	22,5	22	66	−62	−70	65	73	$22^1/_3$	67	−63	−71	64	72	45
23	47	141	137	145	141	23,5	23	69	−65	−73	68	76	$23^1/_3$	70	−66	−74	67	75	47
24	49	147	143	151	147	24,5	24	72	−68	−76	71	79	$24^1/_3$	73	−69	−77	70	78	49
25	51	153	149	157	153	25,5	25	75	−71	−79	74	82	$25^1/_3$	76	−72	−80	73	81	51

Таблица 14-6

Тройственные множественные параллельные обмотки: $a/p = 3$, $u = 1$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_k = \pm 3$ / Волновые обмотки y_k: неперекр.	перекр.	y_p	Q	Шаблонные обмотки: y_{d_1}	y_1	петлевые y_2: неперекр.	перекр.	волновые y_2: неперекр.	перекр.	Ступенчатые обмотки: y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2: неперекр.	перекр.	волновые y'_2: неперекр.	перекр.	$P = \alpha'$
10	10p	10p	7	13	10	5	5	5	−2	−8	2	8							10
11	11	11	8	14	11	5,5	5	5	−2	−8	3	9							11
12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13	13	13	10	16	13	6,5	6	6	−3	−9	4	10							13
14	14	14	11	17	14	7	7	7	−4	−10	4	10							14
15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—							—
16	16p	16p	13	19	16	8	8	8	−5	−11	5	11							16
17	17	17	14	20	17	8,5	8	8	−5	−11	6	12							17
18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
19	19	19	16	22	19	9,5	9	9	−6	−12	7	13							19
20	20	20	17	23	20	10	10	10	−7	−13	7	13							20
21	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	22p	22p	19	25	22	11	11	11	−8	−14	8	14							22
23	23	23	20	26	23	11,5	11	11	−8	−14	9	15							23
24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	25	25	22	28	25	12,5	12	12	−9	−15	10	16							25
26	26p	26p	23	29	26	13	13	13	−10	−16	10	16							26
27	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
28	28	28	25	31	28	14	14	14	−11	−17	11	17							28
29	29	29	26	32	29	14,5	14	14	−11	−17	12	18							29
30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
31	31p	31p	28	34	31	15,5	15	15	−12	−18	13	19							31
32	32	32	29	35	32	16	16	16	−13	−19	13	19							32
33	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
34	34	34	31	37	34	17	17	17	−14	−20	14	20							34
35	35	35	32	38	35	17,5	17	17	−14	−20	15	21							35
36	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
37	37p	37p	34	40	37	18,5	18	18	−15	−21	16	22							37
38	38	38	35	41	38	19	19	19	−16	−22	16	22							38
39	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
40	40	40	37	43	40	20	20	20	−17	−23	17	23							40
41	41p	41p	38	44	41	20,5	20	20	−17	−23	18	24							41
42	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
43	43	43	40	46	43	21,5	21	21	−18	−24	19	25							43
44	44	44	41	47	44	22	22	22	−19	−25	19	25							44
45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.

Таблица 14-7

Тройственные многоственные параллельные обмотки: $a/p = 3$, $u = 2$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_{k_s} = \pm 3$ / Волновые обмотки y_{k_v}: неперекр.	Петлевые обмотки $y_{k_s} = \pm 3$ / Волновые обмотки y_{k_v}: перекр.	y_p	Q	Шаблонные обмотки: y_{d_1}	Шаблонные обмотки: y_1	Шаблонные, петлевые y_2: неперекр.	Шаблонные, петлевые y_2: перекр.	Шаблонные, волновые y_2: неперекр.	Шаблонные, волновые y_2: перекр.	Ступенчатые обмотки: y'_{d_1}	Ступенчатые обмотки: y'_1	Ступенчатые, петлевые y'_2: неперекр.	Ступенчатые, петлевые y'_2: перекр.	Ступенчатые, волновые y'_2: неперекр.	Ступенчатые, волновые y'_2: перекр.	$p\alpha = \alpha'$
10	10p	20p	17	23	20	5	5	10	−7	−13	7	13	—	—	—	—	—	—	10
11	11	22	19	25	22	5,5	5	10	−7	−13	9	15	5,5	11	−8	−14	8	14	11
12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13	13	26	23	29	26	6,5	6	12	−9	−15	11	17	6,5	13	−10	−16	10	16	13
14	14	28	25	31	28	7	7	14	−11	−17	11	17	—	—	—	—	—	—	14
15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16	16p	32p	29	35	32	8	8	16	−13	−19	13	19	—	—	—	—	—	—	16
17	17	34	31	37	34	8,5	8	16	−13	−19	15	21	8,5	17	−14	−20	14	20	17
18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
19	19	38	35	41	38	9,5	9	18	−15	−21	17	23	9,5	19	−16	−22	16	22	19
20	20	40	37	43	40	10	10	20	−17	−23	17	23	—	—	—	—	—	—	20
21	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	22p	44p	41	47	44	11	11	22	−19	−25	19	25	—	—	—	—	—	—	22
23	23	46	43	49	46	11,5	11	22	−19	−25	21	27	11,5	23	−20	−26	20	26	23
24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	25	50	47	53	50	12,5	12	24	−21	−27	23	29	12,5	25	−22	−28	22	28	25
26	26p	52p	49	55	52	13	13	26	−23	−29	23	29	—	—	—	—	—	—	26
27	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
28	28	56	53	59	56	14	14	28	−25	−31	25	31	—	—	—	—	—	—	28
29	29	58	55	61	58	14,5	14	28	−25	−31	27	33	14,5	29	−26	−32	26	32	29
30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
31	31p	62p	59	65	62	15,5	15	30	−27	−33	29	35	15,5	31	−28	−34	28	34	31
32	32	64	61	67	64	16	16	32	−29	−35	29	35	—	—	—	—	—	—	32
33	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
34	34	68	65	71	68	17	17	34	−31	−37	31	37	—	—	—	—	—	—	34
35	35	70	67	73	70	17,5	17	34	−31	−37	33	39	17,5	35	−32	−38	32	38	35
36	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
37	37p	74p	71	77	74	18,5	18	36	−33	−39	35	41	18,5	37	−34	−40	34	40	37
38	38	76	73	79	76	19	19	38	−35	−41	35	41	—	—	—	—	—	—	38
39	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
40	40	80	77	83	80	20	20	40	−37	−43	37	43	—	—	—	—	—	—	40
41	41p	82p	79	85	82	20,5	20	40	−37	−43	39	45	20,5	41	−38	−44	38	44	41
42	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
43	43	86	83	89	86	21,5	21	42	−39	−45	41	47	21,5	43	−40	−46	40	46	43
44	44	88	85	91	88	22	22	44	−41	−47	41	47	—	—	—	—	—	—	44
45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на 0,5 пазового деления.
Ступенчатая обмотка для нечетного c' имеет полный шаг.

Таблица 14-8

Тройственные множественные параллельные обмотки: $a/p = 3$, $u = 4$

c'	N_d	$K = uN_d$	Петлевые обмотки $y_{k_s} = \pm 3$ / Волновые обмотки y_{k_v}		y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						$P = \alpha = \alpha'$
							y_{d_1}	y_1	петлевые y_2		волновые y_2		y'_{d_1}	y'_1	петлевые y'_2		волновые y'_2		
			непе-рекр.	пе-рекр.					непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.			непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	
10	10*p*	40*p*	37	43	40	5	5	20	−17	−23	17	23	—	—	—	—	—	—	10
11	11	44	41	47	44	5,5	5	20	−17	−23	21	27	5,5	22	−19	−25	19	25	11
12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13	13	52	49	55	52	6,5	6	24	−21	−27	25	31	6,5	26	−23	−29	23	29	13
14	14	56	53	59	56	7	7	28	−25	−31	25	31	—	—	—	—	—	—	14
15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16	16*p*	64*p*	61	67	64	8	8	32	−29	−35	29	35	—	—	—	—	—	—	16
17	17	68	65	71	68	8,5	8	32	−29	−35	33	39	8,5	34	−31	−37	31	37	17
18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
19	19	76	73	79	76	9,5	9	36	−33	−39	37	43	9,5	38	−35	−41	35	41	19
20	20	80	77	83	80	10	10	40	−37	−43	37	43	—	—	—	—	—	—	20
21	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	22*p*	88*p*	85	91	88	11	11	44	−41	−47	41	47	—	—	—	—	—	—	22
23	23	92	89	95	92	11,5	11	44	−41	−47	45	51	11,5	46	−43	−49	43	49	23
24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	25	100	97	103	100	12,5	12	48	−45	−51	49	55	12,5	50	−47	−53	47	53	25
26	26*p*	104*p*	101	107	104	13	13	52	−49	−55	49	55	—	—	—	—	—	—	26
27	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
28	28	112	109	115	112	14	14	56	−53	−59	53	59	—	—	—	—	—	—	28
29	29	116	113	119	116	14,5	14	56	−53	−59	57	63	14,5	58	−55	−61	55	61	29
30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
31	31*p*	124*p*	121	127	124	15,5	15	60	−57	−63	61	67	15,5	62	−59	−65	59	65	31
32	32	128	125	131	128	16	16	64	−61	−67	61	67	—	—	—	—	—	—	32
33	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
34	34	136	133	139	136	17	17	68	−65	−71	65	71	—	—	—	—	—	—	34
35	35	140	137	143	140	17,5	17	68	−65	−71	69	75	17,5	70	−67	−73	67	73	35
36	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
37	37*p*	148*p*	145	151	148	18,5	18	72	−69	−75	73	79	18,5	74	−71	−77	71	77	37
38	38	152	149	155	152	19	19	76	−73	−79	73	79	—	—	—	—	—	—	38
39	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
40	40	160	157	163	160	20	20	80	−77	−83	77	83	—	—	—	—	—	—	40
41	41*p*	164*p*	161	167	164	20,5	20	80	−77	−83	81	87	20,5	82	−79	−85	79	85	41
42	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
43	43	172	169	175	172	21,5	21	84	−81	−87	85	91	21,5	86	−83	−89	83	89	43
44	44	176	173	179	176	22	22	88	−85	−91	85	91	—	—	—	—	—	—	44
45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Таблица 15-1

Последовательно-параллельные обмотки: $p/a = 2$, $u = 3$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k		y_p	Q	Шаблонные обмотки				Ступенчатые обмотки				P $\alpha = 2\alpha'$
			непе-рекр.	пе-рекр.			y_{d_1}	y_1	y_2 непе-рекр.	y_2 пе-рекр.	y'_{d_1}	y'_1	y_2 непе-рекр.	y_2 пе-рекр.	
10	21*a*	63*a*	31	32	63	5,25	5	15	16	17	$5^{1}/_{3}$	16	15	16	21
11	23	69	34	35	69	5,75	6	18	16	17	$5^{2}/_{3}$	17	17	18	23
12	25	75	37	38	75	6,25	6	18	19	20	$6^{1}/_{3}$	19	18	19	25
13	27	81	40	41	81	6,75	7	21	19	20	$6^{2}/_{3}$	20	20	21	27
14	29	87	43	44	87	7,25	7	21	22	23	$7^{1}/_{3}$	22	21	22	29
15	31	93	46	47	93	7,75	8	24	22	23	$7^{2}/_{3}$	23	23	24	31
16	33*a*	99*a*	49	50	99	8,25	8	24	25	26	$8^{1}/_{3}$	25	24	25	33
17	35	105	52	53	105	8,75	9	27	25	26	$8^{2}/_{3}$	26	26	27	35
18	37	111	55	56	111	9,25	9	27	28	29	$9^{1}/_{3}$	28	27	28	37
19	39	117	58	59	117	9,75	10	30	28	29	$9^{2}/_{3}$	29	29	30	39
20	41	123	61	62	123	10,25	10	30	31	32	$10^{1}/_{3}$	31	30	31	41
21	43*a*	129*a*	64	65	129	10,75	11	33	31	32	$10^{2}/_{3}$	32	32	33	43
22	45	135	67	68	135	11,25	11	33	34	35	$11^{1}/_{3}$	34	33	34	45
23	47	141	70	71	141	11,75	12	36	34	35	$11^{2}/_{3}$	35	35	36	47
24	49	147	73	74	147	12,25	12	36	37	38	$12^{1}/_{3}$	37	36	37	49
25	51	153	76	77	153	12,75	13	39	37	38	$12^{2}/_{3}$	38	38	39	51
26	53*a*	159*a*	79	80	159	13,25	13	39	40	41	$13^{1}/_{3}$	40	39	40	53
27	55	165	82	83	165	13,75	14	42	40	41	$13^{2}/_{3}$	41	41	42	55
28	57	171	85	86	171	14,25	14	42	43	44	$14^{1}/_{3}$	43	42	43	57
29	59	177	88	89	177	14,75	15	45	43	44	$14^{2}/_{3}$	44	44	45	59
30	61	183	91	92	183	15,25	15	45	46	47	$15^{1}/_{3}$	46	45	46	61
31	63*a*	189*a*	94	95	189	15,75	16	48	46	47	$15^{2}/_{3}$	47	47	48	63
32	65	195	97	98	195	16,25	16	48	49	50	$16^{1}/_{3}$	49	48	49	65
33	67	201	100	101	201	16,75	17	51	49	50	$16^{2}/_{3}$	50	50	51	67
34	69	207	103	104	207	17,25	17	51	52	53	$17^{1}/_{3}$	52	51	52	69
35	71	213	106	107	213	17,75	18	54	52	53	$17^{2}/_{3}$	53	53	54	71
36	73*a*	219*a*	109	110	219	18,25	18	54	55	56	$18^{1}/_{3}$	55	54	55	73
37	75	225	112	113	225	18,75	19	57	55	56	$18^{2}/_{3}$	56	56	57	75
38	77	231	115	116	231	19,25	19	57	58	59	$19^{1}/_{3}$	58	58	58	77
39	79	237	118	119	237	19,75	20	60	58	59	$19^{2}/_{3}$	59	59	60	79
40	81	243	121	122	243	20,25	20	60	61	62	$20^{1}/_{3}$	61	60	61	81
41	83*a*	249*a*	124	125	249	20,75	21	63	61	62	$20^{2}/_{3}$	62	62	63	83
42	85	255	127	128	255	21,25	21	63	64	65	$21^{1}/_{3}$	64	63	64	85
43	87	261	130	131	261	21,75	22	66	64	65	$21^{2}/_{3}$	65	65	66	87
44	89	267	133	134	267	22,25	22	66	67	68	$22^{1}/_{3}$	67	66	67	89
45	91	273	136	137	273	22,75	23	69	67	68	$22^{2}/_{3}$	68	68	69	91

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на 0,25 пазового деления, для нечетного c' имеет шаг удлиненный на 0,25 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^{1}/_{12}$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^{1}/_{12}$ пазового деления.

Таблица 15-2

Последовательно-параллельные обмотки: $p/a = 2$, $u = 5$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k непе-рекр.	y_k пе-рекр.	y_p	Q	Шаблонные обмотки y_{d_1}	Шаблонные обмотки y_1	Шаблонные обмотки y_Z непе-рекр.	Шаблонные обмотки y_Z пе-рекр.	Ступенчатые обмотки y'_{d_1}	Ступенчатые обмотки y'_1	Ступенчатые обмотки y'_2 непе-рекр.	Ступенчатые обмотки y'_2 пе-рекр.	P $\alpha = 2\alpha'$
10	21*a*	105*a*	52	53	105	5,25	5	27	27	28	5,2	26	26	27	21
11	23	115	57	58	115	5,75	6	30	27	28	5,8	29	28	29	23
12	25	125	62	63	125	6,25	6	30	32	33	6,2	31	31	32	25
13	27	135	67	68	135	6,75	7	35	32	33	6,8	34	33	34	27
14	29	145	72	73	145	7,25	7	35	37	38	7,2	36	36	37	29
15	31	155	77	78	155	7,75	8	40	37	38	7,8	39	38	39	31
16	33*a*	165*a*	82	83	165	8,25	8	40	42	43	8,2	41	41	42	33
17	35	175	87	88	175	8,75	9	45	42	43	8,8	44	43	44	35
18	37	185	92	93	185	9,25	9	45	47	48	9,2	46	46	47	37
19	39	195	97	98	195	9,75	10	50	47	48	9,8	49	48	49	39
20	41	205	102	103	205	10,25	10	50	52	53	10,2	51	51	52	41
21	43*a*	215*a*	107	108	215	10,75	11	55	52	53	10,8	54	53	54	43
22	45	225	112	113	225	11,25	11	55	57	58	11,2	56	56	57	45
23	47	235	117	118	235	11,75	12	60	57	58	11,8	59	58	59	47
24	49	245	122	123	245	12,25	12	60	62	63	12,2	61	61	62	49
25	51	255	127	128	255	12,75	13	65	62	63	12,8	64	63	64	51
26	53*a*	265*a*	132	133	265	13,25	13	65	67	68	13,2	66	66	67	53
27	55	275	137	138	275	13,75	14	70	67	68	13,8	69	68	69	55
28	57	285	142	143	285	14,25	14	70	72	73	14,2	71	71	72	57
29	59	295	147	148	295	14,75	15	75	72	73	14,8	74	73	74	59
30	61	305	152	153	305	15,25	15	75	77	78	15,2	76	76	77	61
31	63*a*	315*a*	157	158	315	15,75	16	80	77	78	15,8	79	78	79	63
32	65	325	162	163	325	16,25	16	80	82	83	16,2	81	81	82	65
33	67	335	167	168	335	16,75	17	85	82	83	16,8	84	83	84	67
34	69	345	172	173	345	17,25	17	85	87	88	17,2	86	86	87	69
35	71	355	177	178	355	17,75	18	90	87	88	17,8	89	88	89	71
36	73*a*	365*a*	182	183	365	18,25	18	90	92	93	18,2	91	91	92	73
37	75	375	187	188	375	18,75	19	95	92	93	18,8	94	93	94	75
38	77	385	192	193	385	19,25	19	95	97	98	19,2	96	96	97	77
39	79	395	197	198	395	19,75	20	100	97	98	19,8	99	98	99	79
40	81	405	202	203	405	20,25	20	100	102	103	20,2	101	101	102	81
41	83*a*	415*a*	207	208	415	20,75	21	105	102	103	20,8	104	103	104	83
42	85	425	212	213	425	21,25	21	105	107	108	21,2	106	106	107	85
43	87	435	217	218	435	21,75	22	110	107	108	21,8	109	108	109	87
44	89	445	222	223	445	22,25	22	110	112	113	22,2	111	111	112	89
45	91	455	227	228	455	22,75	23	115	112	113	22,8	114	113	114	91

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на 0,25 пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный на 0,25 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на 0.05 пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный на 0,05 пазового деления.

Таблица 15-3

Последовательно-параллельные обмотки: $p/a = 3$, $u = 2$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k	y_p		Q		Шаблонные обмотки			Ступенчатые обмотки			P $\alpha = 3\alpha'$	
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.		непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	y_{d_1}	y_1	y_2	y'_{d_1}	y'_1	y'_2	непе-рекр.	пе-рекр.
10	32*a*	31*a*	64*a*	62*a*	21	64	62	$5^{2}/_{6}$	$5^{1}/_{6}$	5	10	11	5,5	11	10	32	31
11	35	34	70	68	23	70	68	$5^{5}/_{6}$	$5^{4}/_{6}$	6	12	11	5,5	11	12	35	34
12	38	37	76	74	25	76	74	$6^{2}/_{6}$	$6^{1}/_{6}$	6	12	13	6,5	13	12	38	37
13	41	40	82	80	27	82	80	$6^{5}/_{6}$	$6^{4}/_{6}$	7	14	13	6,5	13	14	41	40
14	44	43	88	86	29	88	86	$7^{2}/_{6}$	$7^{1}/_{6}$	7	14	15	7,5	15	14	44	43
15	47	46	94	92	31	94	92	$7^{5}/_{6}$	$7^{4}/_{6}$	8	16	15	7,5	15	16	47	46
16	50*a*	49*a*	100*a*	98*a*	33	100	98	$8^{2}/_{6}$	$8^{1}/_{6}$	8	16	17	8,5	17	16	50	49
17	53	52	106	104	35	106	104	$8^{5}/_{6}$	$8^{4}/_{6}$	9	18	17	8,5	17	18	53	52
18	56	55	112	110	37	112	110	$9^{2}/_{6}$	$9^{1}/_{6}$	9	18	19	9,5	19	18	56	55
19	59	58	118	116	39	118	116	$9^{5}/_{6}$	$9^{4}/_{6}$	10	20	19	9,5	19	20	59	58
20	62	61	124	122	41	124	122	$10^{2}/_{6}$	$10^{1}/_{6}$	10	20	21	10,5	21	20	62	61
21	65*a*	64*a*	130*a*	128*a*	43	130	128	$10^{5}/_{6}$	$10^{4}/_{6}$	11	22	21	10,5	21	22	65	64
22	68	67	136	134	45	136	134	$11^{2}/_{6}$	$11^{1}/_{6}$	11	22	23	11,5	23	22	68	67
23	71	70	142	140	47	142	140	$11^{5}/_{6}$	$11^{4}/_{6}$	12	24	23	11,5	23	24	71	70
24	74	73	148	146	49	148	146	$12^{2}/_{6}$	$12^{1}/_{6}$	12	24	25	12,5	25	24	74	73
25	77	76	154	152	51	154	152	$12^{5}/_{6}$	$12^{4}/_{6}$	13	26	25	12,5	25	26	77	76
26	80*a*	79*a*	160*a*	158*a*	53	160	158	$13^{2}/_{6}$	$13^{1}/_{6}$	13	26	27	13,5	27	26	80	79
27	83	82	166	164	55	166	164	$13^{5}/_{6}$	$13^{4}/_{6}$	14	28	27	13,5	27	28	83	82
28	86	85	172	170	57	172	170	$14^{2}/_{6}$	$14^{1}/_{6}$	14	28	29	14,5	29	28	86	85
29	89	88	178	176	59	178	176	$14^{5}/_{6}$	$14^{4}/_{6}$	15	30	29	14,5	29	30	89	88
30	92	91	184	182	61	184	182	$15^{2}/_{6}$	$15^{1}/_{6}$	15	30	31	15,5	31	30	92	91
31	95*a*	94*a*	190*a*	188*a*	63	190	188	$15^{5}/_{6}$	$15^{4}/_{6}$	16	32	31	15,5	31	32	95	94
32	98	97	196	194	65	196	194	$16^{2}/_{6}$	$16^{1}/_{6}$	16	32	33	16,5	33	32	98	97
33	101	100	202	200	67	202	200	$16^{5}/_{6}$	$16^{4}/_{6}$	17	34	33	16,5	33	34	101	100
34	104	103	208	206	69	208	206	$17^{2}/_{6}$	$17^{1}/_{6}$	17	34	35	17,5	35	34	104	103
35	107	106	214	212	71	214	212	$17^{5}/_{6}$	$17^{4}/_{6}$	18	36	35	17,5	35	36	107	106
36	100*a*	109*a*	220*a*	218*a*	73	220	218	$18^{2}/_{6}$	$18^{1}/_{6}$	18	36	37	18,5	37	36	110	109
37	113	112	226	224	75	226	224	$18^{5}/_{6}$	$18^{4}/_{6}$	19	38	37	18,5	37	38	113	112
38	116	115	232	230	77	232	230	$19^{2}/_{6}$	$19^{1}/_{6}$	19	38	39	19,5	39	38	116	115
39	119	118	238	236	79	238	236	$19^{5}/_{6}$	$19^{4}/_{6}$	20	40	39	19,5	39	40	119	118
40	122	121	244	242	81	244	242	$20^{2}/_{6}$	$20^{1}/_{6}$	20	40	41	20,5	41	40	122	121
41	125*a*	124*a*	250*a*	248*a*	83	250	248	$20^{5}/_{6}$	$20^{4}/_{6}$	21	42	41	20,5	41	42	125	124
42	128	127	256	254	85	256	254	$21^{2}/_{6}$	$21^{1}/_{6}$	21	42	43	21,5	43	42	128	127
43	131	130	262	260	87	262	260	$21^{5}/_{6}$	$21^{4}/_{6}$	22	44	43	21,5	43	44	131	130
44	134	133	268	266	89	268	266	$22^{2}/_{6}$	$22^{1}/_{6}$	22	44	45	22,5	45	44	134	133
45	137	136	274	272	91	274	272	$22^{5}/_{6}$	$22^{4}/_{6}$	23	46	45	22,5	45	46	137	136

Шаблонная неперекрещивающаяся обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^{1}/_{3}$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^{1}/_{6}$ пазового деления,
перекрещивающаяся обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^{1}/_{6}$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^{1}/_{3}$ пазового деления.
Ступенчатая неперекрещивающаяся обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^{1}/_{6}$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^{1}/_{3}$ пазового деления,
перекрещивающаяся обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^{1}/_{3}$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^{1}/_{6}$ пазового деления.

Таблица 15-4а

Последовательно-паралелльные неперекрещивающиеся обмотки: $p/a = 3$, $u = 4$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k	y_p	Q	Шаблонные обмотки			Ступенчатые обмотки			$P = 3\alpha'$
						y_{d_1}	y_1	y_2	y'_{d_1}	y'_1	y'_2	
10	31*a*	124*a*	41	124	$5^1/_6$	5	20	21	5,25	21	20	31
11	34	136	45	136	$5^4/_6$	6	24	21	5,5	22	23	34
12	37	148	49	148	$6^1/_6$	6	24	25	6,25	25	24	37
13	40	160	53	160	$6^4/_6$	7	28	25	6,5	26	27	40
14	43	172	57	172	$7^1/_6$	7	28	29	7,25	29	28	43
15	46	184	61	184	$7^4/_6$	8	32	29	7,5	30	31	46
16	49*a*	196*a*	65	196	$8^1/_6$	8	32	33	8,25	33	32	49
17	52	208	69	208	$8^4/_6$	9	36	33	8,5	34	35	52
18	55	220	73	220	$9^1/_6$	9	36	37	9,25	37	36	55
19	58	232	77	232	$9^4/_6$	10	40	37	9,5	38	39	58
20	61	244	81	244	$10^1/_6$	10	40	41	10,25	41	40	61
21	64*a*	256*a*	85	256	$10^4/_6$	11	44	41	10,5	42	43	64
22	67	268	89	268	$11^1/_6$	11	44	45	11,25	45	44	67
23	70	280	93	280	$11^4/_6$	12	48	45	11,5	46	47	70
24	73	292	97	292	$12^1/_6$	12	48	49	12,25	49	48	73
25	76	304	101	304	$12^4/_6$	13	52	49	12,5	50	51	76
26	79*a*	316*a*	105	316	$13^1/_6$	13	52	53	13,25	53	52	79
27	82	328	109	328	$13^4/_6$	14	56	53	13,5	54	55	82
28	85	340	113	340	$14^1/_6$	14	56	57	14,25	57	56	85
29	88	352	117	352	$14^4/_6$	15	60	57	14,5	58	59	88
30	91	364	121	364	$15^1/_6$	15	60	61	15,25	61	60	91
31	94*a*	376*a*	125	376	$15^4/_6$	16	64	61	15,5	62	63	94
32	97	388	129	388	$16^1/_6$	16	64	65	16,25	65	64	97
33	100	400	133	400	$16^4/_6$	17	68	65	16,5	66	67	100
34	103	412	137	412	$17^1/_6$	17	68	69	17,25	69	68	103
35	106	424	141	424	$17^4/_6$	18	72	69	17,5	70	71	106
36	109*a*	436*a*	145	436	$18^1/_6$	18	72	73	18,25	73	72	109
37	112	448	149	448	$18^4/_6$	19	76	73	18,5	74	75	112
38	115	460	153	460	$19^1/_6$	19	76	77	19,25	77	76	115
39	118	472	157	472	$19^4/_6$	20	80	77	19,5	78	79	118
40	121	484	161	484	$20^1/_6$	20	80	81	20,25	81	80	121
41	124*a*	496*a*	165	496	$20^4/_6$	21	84	81	20,5	82	83	124
42	127	508	169	508	$21^1/_6$	21	84	85	21,25	85	84	127
43	130	520	173	520	$21^4/_6$	22	88	85	21,5	86	87	130
44	133	532	177	532	$22^1/_6$	22	88	89	22,25	89	88	133
45	136	544	181	544	$22^4/_6$	23	92	89	22,5	90	91	136

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^1/_6$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_3$ пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_{12}$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^1/_6$ пазового деления.

Таблица 15-4б

Последовательно-параллельные перекрещивающиеся обмотки: $p/a = 3$, $u = 4$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k	y_p	Q	Шаблонные обмотки			Ступенчатые обмотки			P $\alpha = 3\alpha'$
						y_{d_1}	y_1	y_2	y'_{d_1}	y'_1	y'_2	
10	29*a*	116*a*	39	116	$4\,{}^5/_6$	5	20	19	4,75	19	20	29
11	32	128	43	128	$5\,{}^2/_6$	5	20	23	5,5	22	21	32
12	35	140	47	140	$5\,{}^5/_6$	6	24	23	5,75	23	24	35
13	38	152	51	152	$6\,{}^2/_6$	6	24	27	6,5	26	25	38
14	41	164	55	164	$6\,{}^5/_6$	7	28	27	6,75	27	28	41
15	44	176	59	176	$7\,{}^2/_6$	7	28	31	7,5	30	29	44
16	47*a*	188*a*	63	188	$7\,{}^5/_6$	8	32	31	7,75	31	32	47
17	50	200	67	200	$8\,{}^2/_6$	8	32	35	8,5	34	33	50
18	53	212	71	212	$8\,{}^5/_6$	9	36	35	8,75	35	36	53
19	56	224	75	224	$9\,{}^2/_6$	9	36	39	9,5	38	37	56
20	59	236	79	236	$9\,{}^5/_6$	10	40	39	9,75	39	40	59
21	62*a*	248*a*	83	248	$10\,{}^2/_6$	10	40	43	10,5	42	41	62
22	65	260	87	260	$10\,{}^5/_6$	11	44	43	10,75	43	44	65
23	68	272	91	272	$11\,{}^2/_6$	11	44	47	11,5	46	45	68
24	71	284	95	284	$11\,{}^5/_6$	12	48	47	11,75	47	48	71
25	74	296	99	296	$12\,{}^2/_6$	12	48	51	12,5	50	49	74
26	77*a*	308*a*	103	308	$12\,{}^5/_6$	13	52	51	12,75	51	52	77
27	80	320	107	320	$13\,{}^2/_6$	13	52	55	13,5	54	53	80
28	83	332	111	332	$13\,{}^5/_6$	14	56	55	13,75	55	56	83
29	86	344	115	344	$14\,{}^2/_6$	14	56	59	14,5	58	57	86
30	89	356	119	356	$14\,{}^5/_6$	15	60	59	14,75	59	60	89
31	92*a*	368*a*	123	368	$15\,{}^2/_6$	15	60	63	15,5	62	61	92
32	95	380	127	380	$15\,{}^5/_6$	16	64	63	15,75	63	64	95
33	98	392	131	392	$16\,{}^2/_6$	16	64	67	16,5	66	65	98
34	101	404	135	404	$16\,{}^5/_6$	17	68	67	16,75	67	68	101
35	104	416	139	416	$17\,{}^2/_6$	17	68	71	17,5	70	69	104
36	107*a*	428*a*	143	428	$17\,{}^5/_6$	18	72	71	17,75	71	72	107
37	110	440	147	440	$18\,{}^2/_6$	18	72	75	18,5	74	73	110
38	113	452	151	452	$18\,{}^5/_6$	19	76	75	18,75	75	76	113
39	116	464	155	464	$19\,{}^2/_6$	19	76	79	19,5	78	77	116
40	119	476	159	476	$19\,{}^5/_6$	20	80	79	19,75	79	80	119
41	122*a*	488*a*	163	488	$20\,{}^2/_6$	20	80	83	20,5	82	81	122
42	125	500	167	500	$20\,{}^5/_6$	21	84	83	20,75	83	84	125
43	128	512	171	512	$21\,{}^2/_6$	21	84	87	21,5	86	85	128
44	131	524	175	524	$21\,{}^5/_6$	22	88	87	21,75	87	88	131
45	134	536	179	536	$22\,{}^2/_6$	22	88	91	22,5	90	89	134

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_6$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^1/_3$ пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^1/_{12}$ пазового деления,
для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_6$ пазового деления.

Таблица 15-5а

Последовательно-параллельные неперекрещивающиеся обмотки: $p/a = 3$, $u = 5$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k	y_p	Q	y_{d_1}	Шаблонные обмотки y_1	Шаблонные обмотки y_2	y'_{d_1}	Ступенчатые обмотки y'_1	Ступенчатые обмотки y'_2	P, $\alpha = 3\alpha'$
10	29*a*	145*a*	48	145	$4\frac{5}{6}$	5	25	23	$4\frac{4}{5}$	24	24	29
11	32	160	53	160	$5\frac{2}{6}$	5	25	28	$5\frac{2}{5}$	27	26	32
12	35	175	58	175	$5\frac{5}{6}$	6	30	28	$5\frac{4}{5}$	29	29	35
13	38	190	63	190	$6\frac{2}{6}$	6	30	33	$6\frac{2}{5}$	32	31	38
14	41	205	68	205	$6\frac{5}{6}$	7	35	33	$6\frac{4}{5}$	34	34	41
15	44	220	73	220	$7\frac{2}{6}$	7	35	38	$7\frac{2}{5}$	37	36	44
16	47*a*	235*a*	78	235	$7\frac{5}{6}$	8	40	38	$7\frac{4}{5}$	39	39	47
17	50	250	83	250	$8\frac{2}{6}$	8	40	43	$8\frac{2}{5}$	42	41	50
18	53	265	88	265	$8\frac{5}{6}$	9	45	43	$8\frac{4}{5}$	44	44	53
19	56	280	93	280	$9\frac{2}{6}$	9	45	48	$9\frac{2}{5}$	47	46	56
20	59	295	98	295	$9\frac{5}{6}$	10	50	48	$9\frac{4}{5}$	49	49	59
21	62*a*	310*a*	103	310	$10\frac{2}{6}$	10	50	53	$10\frac{2}{5}$	52	51	62
22	65	325	108	325	$10\frac{5}{6}$	11	55	53	$10\frac{4}{5}$	54	54	65
23	68	340	113	340	$11\frac{2}{6}$	11	55	58	$11\frac{2}{5}$	57	56	68
24	71	355	118	355	$11\frac{5}{6}$	12	60	58	$11\frac{4}{5}$	59	59	71
25	74	370	123	370	$12\frac{2}{6}$	12	60	63	$12\frac{2}{5}$	62	61	74
26	77*a*	385*a*	128	385	$12\frac{5}{6}$	13	65	63	$12\frac{4}{5}$	64	64	77
27	80	400	133	400	$13\frac{2}{6}$	13	65	68	$13\frac{2}{5}$	67	66	80
28	83	415	138	415	$13\frac{5}{6}$	14	70	68	$13\frac{4}{5}$	69	69	83
29	86	430	143	430	$14\frac{2}{6}$	14	70	73	$14\frac{2}{5}$	72	71	86
30	89	445	148	445	$14\frac{5}{6}$	15	75	73	$14\frac{4}{5}$	74	74	89
31	92*a*	460*a*	153	460	$15\frac{2}{6}$	15	75	78	$15\frac{2}{5}$	77	76	92
32	95	475	158	475	$15\frac{5}{6}$	16	80	78	$15\frac{4}{5}$	79	79	95
33	98	490	163	490	$16\frac{2}{6}$	16	80	83	$16\frac{2}{5}$	82	81	98
34	101	505	168	505	$16\frac{5}{6}$	17	85	83	$16\frac{4}{5}$	84	84	101
35	104	520	173	520	$17\frac{2}{6}$	17	85	88	$17\frac{2}{5}$	87	86	104
36	107*a*	535*a*	178	535	$17\frac{5}{6}$	18	90	88	$17\frac{4}{5}$	89	89	107
37	110	550	183	550	$18\frac{2}{6}$	18	90	93	$18\frac{2}{5}$	92	91	110
38	113	565	188	565	$18\frac{5}{6}$	19	95	93	$18\frac{4}{5}$	94	94	113
39	116	580	193	580	$19\frac{2}{6}$	19	95	98	$19\frac{2}{5}$	97	96	116
40	119	595	198	595	$19\frac{5}{6}$	20	100	98	$19\frac{4}{5}$	99	99	119
41	122*a*	610*a*	203	610	$20\frac{2}{6}$	20	100	103	$20\frac{2}{5}$	102	101	122
42	125	625	208	625	$20\frac{5}{6}$	21	105	103	$20\frac{4}{5}$	104	104	125
43	128	640	213	640	$21\frac{2}{6}$	21	105	108	$21\frac{2}{5}$	107	106	128
44	131	655	218	655	$21\frac{5}{6}$	22	110	108	$21\frac{4}{5}$	109	109	131
45	134	670	223	670	$22\frac{2}{6}$	22	110	113	$22\frac{2}{5}$	112	111	134

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_6$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^1/_3$ пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^1/_3$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_{15}$ пазового деления.

Таблица 15-5б

Последовательно-параллельные перекрещивающиеся обмотки: $p/a = 3$, $u = 5$

c'	N_d	$K = uN_d$	y_k	y_p	Q	y_{d_1}	Шаблонные обмотки y_1	Шаблонные обмотки y_2	y'_{d_1}	Ступенчатые обмотки y'_1	Ступенчатые обмотки y'_2	$P = 3a'$
10	31*a*	155*a*	52	155	$5^1/_6$	5	25	27	$5^1/_5$	26	26	31
11	34	170	57	170	$5^4/_6$	6	30	27	$5^3/_5$	28	29	34
12	37	185	62	185	$6^1/_6$	6	30	32	$6^1/_5$	31	31	37
13	40	200	67	200	$6^4/_6$	7	35	32	$6^3/_5$	33	34	40
14	43	215	72	215	$7^1/_6$	7	35	37	$7^1/_5$	36	36	43
15	46	230	77	230	$7^4/_6$	8	40	37	$7^3/_5$	38	39	46
16	49*a*	245*a*	82	245	$8^1/_6$	8	40	42	$8^1/_5$	41	41	49
17	52	260	87	260	$8^4/_6$	9	45	42	$8^3/_5$	43	44	52
18	55	275	92	275	$9^1/_6$	9	45	47	$9^1/_5$	46	46	55
19	58	290	97	290	$9^4/_6$	10	50	47	$9^3/_5$	48	49	58
20	61	305	102	305	$10^1/_6$	10	50	52	$10^1/_5$	51	51	61
21	64*a*	320*a*	107	320	$10^4/_6$	11	55	52	$10^3/_5$	53	54	64
22	67	335	112	335	$11^1/_6$	11	55	57	$11^1/_5$	56	56	67
23	70	350	117	350	$11^4/_6$	12	60	57	$11^3/_5$	58	59	70
24	73	365	122	365	$12^1/_6$	12	60	62	$12^1/_5$	61	61	73
25	76	380	127	380	$12^4/_6$	13	65	62	$12^3/_5$	63	64	76
26	79*a*	395*a*	132	395	$13^1/_6$	13	65	67	$13^1/_5$	66	66	79
27	82	410	137	410	$13^4/_6$	14	70	67	$13^3/_5$	68	69	82
28	85	425	142	425	$14^1/_6$	14	70	72	$14^1/_5$	71	71	85
29	88	440	147	440	$14^4/_6$	15	75	72	$14^3/_5$	73	74	88
30	91	455	152	455	$15^1/_6$	15	75	77	$15^1/_5$	76	76	91
31	94*a*	470*a*	157	470	$15^4/_6$	16	80	77	$15^3/_5$	78	79	94
32	97	485	162	485	$16^1/_6$	16	80	82	$16^1/_5$	81	81	97
33	100	500	167	500	$16^4/_6$	17	85	82	$16^3/_5$	83	84	100
34	103	515	172	515	$17^1/_6$	17	85	87	$17^1/_5$	86	86	103
35	106	530	177	530	$17^4/_6$	18	90	87	$17^3/_5$	88	89	106
36	109*a*	545*a*	182	545	$18^1/_6$	18	90	92	$18^1/_5$	91	91	109
37	112	560	187	560	$18^4/_6$	19	95	92	$18^3/_5$	93	94	112
38	115	575	192	575	$19^1/_6$	19	95	97	$19^1/_5$	96	96	115
39	118	590	197	590	$19^4/_6$	20	100	97	$19^3/_5$	98	99	118
40	121	605	202	605	$20^1/_6$	20	100	102	$20^1/_5$	101	101	121
41	124*a*	620*a*	207	620	$20^4/_6$	21	105	102	$20^3/_5$	103	104	124
42	127	635	212	635	$21^1/_6$	21	105	107	$21^1/_5$	106	106	127
43	130	650	217	650	$21^4/_6$	22	110	107	$21^3/_5$	108	109	130
44	133	665	222	665	$22^1/_6$	22	110	112	$22^1/_5$	111	111	133
45	136	680	227	680	$22^4/_6$	23	115	112	$22^3/_5$	113	114	136

Шаблонная обмотка для четного c' имеет шаг укороченный на $^1/_6$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_3$ пазового деления.

Ступенчатая обмотка для четного c' имеет шаг удлиненный на $^1/_{30}$ пазового деления, для нечетного c' имеет шаг укороченный на $^1/_{15}$ пазового деления.

Таблица 16-1

Двойственные множественные параллельные шаблонные обмотки с уравнительными соединениями I-го и II-го рода: $a/p = 2$, $u = 1$

c	N_d	K	Петлевые обмотки $y_k = \pm 2$; Волновые обмотки y_k		y_p	Q	Петлевые обмотки				Волновые обмотки				$\alpha = \alpha'$, p
			непе-рекр.	пе-рекр.			неперекр.		перекр.		неперекр.		перекр.		
							$y_{d_1} = y_1$	y_2	$y_{d_1} = y_1$	y_2	$y_{d_1} = y_1$	y_2	$y_{d_1} = y_1$	y_2	
5	10p	10p	8	12	10	5	6	−4	4	−6	4	4	6	6	10
6	12	12	10	14	12	6	7	−5	5	−7	5	5	7	7	12
7	14	14	12	16	14	7	8	−6	6	−8	6	6	8	8	14
8	16	16	14	18	16	8	9	−7	7	−9	7	7	9	9	16
9	18	18	16	20	18	9	10	−8	8	−10	8	8	10	10	18
10	20	20	18	22	20	10	11	−9	9	−11	9	9	11	11	20
11	22p	22p	20	24	22	11	12	−10	10	−12	10	10	12	12	22
12	24	24	22	26	24	12	13	−11	11	−13	11	11	13	13	24
13	26	26	24	28	26	13	14	−12	12	−14	12	12	14	14	26
14	28	28	26	30	28	14	15	−15	13	−15	13	13	15	15	28
15	30	30	28	32	30	15	16	−14	14	−16	14	14	16	16	30
16	32p	32p	30	34	32	16	17	−15	15	−17	15	15	17	17	32
17	34	34	32	36	34	17	18	−16	16	−18	16	16	18	18	34
18	36	36	34	38	36	18	19	−17	17	−19	17	17	19	19	36
19	38	38	36	40	38	19	20	−18	18	−20	18	18	20	20	38
20	40	40	38	42	40	20	21	−19	19	−21	19	19	21	21	40
21	42p	42p	40	44	42	21	22	−20	20	−22	20	20	22	22	42
22	44	44	42	46	44	22	23	−21	21	−23	21	21	23	23	44
23	46	46	44	48	46	23	24	−22	22	−24	22	22	24	24	46
24	48	48	46	50	48	24	25	−23	23	−25	23	23	25	25	48
25	50	50	48	52	50	25	26	−24	24	−26	24	24	26	26	50

Петлевая неперекрещивающаяся обмотка имеет шаг удлиненный на один паз, перекрещивающаяся — укороченный на один паз.
Волновая неперекрещивающаяся обмотка имеет шаг укороченный на один паз, перекрещивающаяся — удлиненный на один паз.

Таблица 16-2а

Двойственные множественные параллельные ступенчатые неперекрещивающиеся обмотки с уравнительными соединениями I-го и II-го рода, с полным шагом: $a/p = 2$, $u = 2$

c	N_d	K	Петлевые обмотки $y_2 = 2$ / Волновые обмотки y_k	y_p	Q	y'_{d1}	y'_1	y'_2 петлевые обмотки	y'_2 волновые обмотки	P $\alpha = \alpha'$
5	11p	22p	20	22	5,5	5,5	11	−9	9	11
6	13	26	24	26	6,5	6,5	13	−11	11	13
7	15	30	28	30	7,5	7,5	15	−13	13	15
8	17	34	32	34	8,5	8,5	17	−15	15	17
9	19	38	36	38	9,5	9,5	19	−17	17	19
10	21	42	40	42	10,5	10,5	21	−19	19	21
11	23p	46p	44	46	11,5	11,5	23	−21	21	23
12	25	50	48	50	12,5	12,5	25	−23	23	25
13	27	54	52	54	13,5	13,5	27	−25	25	27
14	29	58	56	58	14,5	14,5	29	−27	27	29
15	31	62	60	62	15,5	15,5	31	−29	29	31
16	33p	66p	64	66	16,5	16,5	33	−31	31	33
17	35	70	68	70	17,5	17,5	35	−33	33	35
18	37	74	72	74	18,5	18,5	37	−35	35	37
19	39	78	76	78	19,5	19,5	39	−37	37	39
20	41	82	80	82	20,5	20,5	41	−39	39	41
21	43p	86p	84	86	21,5	21,5	43	−41	41	43
22	45	90	88	90	22,5	22,5	45	−43	43	45
23	47	94	92	94	23,5	23,5	47	−45	45	47
24	49	98	96	98	24,5	24,5	49	−47	47	49
25	51	102	100	102	25,5	25,5	51	−49	49	51

Таблица 16-2б

Двойственные множественные параллельные ступенчатые перекрещивающиеся обмотки с уравнительными соединениями I-го и II-го рода, с полным шагом: $a/p = 2$, $u = 2$

c	N_d	K	Петлевые обмотки $y_k = -2$ / волновые обмотки y_k	y_p	Q	y'_{d_1}	y'_1	y'_2 петлевые обмотки	y'_2 волновые обмотки	P $\alpha = \alpha'$
5	$9p$	$18p$	20	18	4,5	4,5	9	−11	11	9
6	11	22	24	22	5,5	5,5	11	−13	13	11
7	13	26	28	26	6,5	6,5	13	−15	15	13
8	15	30	32	30	7,5	7,5	15	−17	17	15
9	17	34	36	34	8,5	8,5	17	−19	19	17
10	19	38	40	38	9,5	9,5	19	−21	21	19
11	$21p$	$42p$	44	42	10,5	10,5	21	−23	23	21
12	23	46	48	46	11,5	11,5	23	−25	25	23
13	25	50	52	50	12,5	12,5	25	−27	27	25
14	27	54	56	54	13,5	13,5	27	−29	29	27
15	29	58	60	58	14,5	14,5	29	−31	31	29
16	$31p$	$62p$	64	62	15,5	15,5	31	−33	33	31
17	33	66	68	66	16,5	16,5	33	−35	35	33
18	35	70	72	70	17,5	17,5	35	−37	37	35
19	37	74	76	74	18,5	18,5	37	−39	39	37
20	39	78	80	78	19,5	19,5	39	−41	41	39
21	$41p$	$82p$	84	82	20,5	20,5	41	−43	43	41
22	43	86	88	86	21,5	21,5	43	−45	45	43
23	45	90	92	90	22,5	22,5	45	−47	47	45
24	47	94	96	94	23,5	23,5	47	−49	49	47
25	49	98	100	98	24,5	24,5	49	−51	51	49

Таблица 16-3

Последовательно-параллельные шаблонные обмотки с уравнительными соединениями II-го рода: $p = 3$, $a = 2$, $u = 1$

c'	N_d		K		y_k	Q		$y_{d_1} = y_1$	y_2	P $\alpha = 3\alpha'$	
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.		непе-рекр.	перекр.			непе-рекр.	пе-рекр.
5	32	28	32	28	10	$5^1/_3$	$4^2/_3$	5	5	32	28
6	38	34	38	34	12	$6^1/_3$	$5^2/_3$	6	6	38	34
7	44	40	44	40	14	$7^1/_3$	$6^2/_3$	7	7	44	40
8	50	46	50	46	16	$8^1/_3$	$7^2/_3$	8	8	50	46
9	56	52	56	52	18	$9^1/_3$	$8^2/_3$	9	9	56	52
10	62	58	62	58	20	$10^1/_3$	$9^2/_3$	10	10	62	58
11	68	64	68	64	22	$11^1/_3$	$10^2/_3$	11	11	68	64
12	74	70	74	70	24	$12^1/_3$	$11^2/_3$	12	12	74	70
13	80	76	80	76	26	$13^1/_3$	$12^2/_3$	13	13	80	76
14	86	82	86	82	28	$14^1/_3$	$13^2/_3$	14	14	86	82
15	92	88	92	88	30	$15^1/_3$	$14^2/_3$	15	15	92	88
16	98	94	98	94	32	$16^1/_3$	$15^2/_3$	16	16	98	94
17	104	100	104	100	34	$17^1/_3$	$16^2/_3$	17	17	104	100
18	110	106	110	106	36	$18^1/_3$	$17^2/_3$	18	18	110	106
19	116	112	116	112	38	$19^1/_3$	$18^2/_3$	19	19	116	112
20	122	118	122	118	40	$20^1/_3$	$19^2/_3$	20	20	122	118
21	128	124	128	124	42	$21^1/_3$	$20^2/_3$	21	21	128	124
22	134	130	134	130	44	$22^1/_3$	$21^2/_3$	22	22	134	130
23	140	136	140	136	46	$23^1/_3$	$22^2/_3$	23	23	140	136
24	146	142	146	142	48	$24^1/_3$	$23^2/_3$	24	24	146	142
25	152	148	152	148	50	$25^1/_3$	$24^2/_3$	25	25	152	148

У неперекрещивающейся обмотки — шаг укорочен, у перекрещивающейся — удлинен на $^1/_3$ пазового деления.

Таблица 16-4

Последовательно-параллельные ступенчатые обмотки с уравнительными соединениями II-го рода: $p = 5$, $a = 2$, $u = 3$.

c'	N_d		K		y_k		Q		y'_{d1}		y'_1		y'_2		P $\alpha = 5\alpha'$	
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.
5	44	46	132	138	26	28	4,4	4,6	$4^1/_3$	$4^2/_3$	13	14	13	14	44	46
6	54	56	162	168	32	34	5,4	5,6	$5^1/_3$	$5^2/_3$	16	17	16	17	54	56
7	64	66	192	198	38	40	6,4	6,6	$6^1/_3$	$6^2/_3$	19	20	19	20	64	66
8	74	76	222	228	44	46	7,4	7,6	$7^1/_3$	$7^2/_3$	22	23	22	23	74	76
9	84	86	252	258	50	52	8,4	8,6	$8^1/_3$	$8^2/_3$	25	26	25	26	84	86
10	94	96	282	288	56	58	9,4	9,6	$9^1/_3$	$9^2/_3$	28	29	28	29	94	96
11	104	106	312	318	62	64	10,4	10,6	$10^1/_3$	$10^2/_3$	31	32	31	32	104	106
12	114	116	342	348	68	70	11,4	11,6	$11^1/_3$	$11^2/_3$	34	35	34	35	114	116
13	124	126	372	378	74	76	12,4	12,6	$12^1/_3$	$12^2/_3$	37	38	37	38	124	126
14	134	136	402	408	80	82	13,4	13,6	$13^1/_3$	$13^2/_3$	40	41	40	41	134	136
15	144	146	432	438	86	88	14,4	14,6	$14^1/_3$	$14^2/_3$	43	44	43	44	144	146
16	154	156	462	468	92	94	15,4	15,6	$15^1/_3$	$15^2/_3$	46	47	46	47	154	156
17	164	166	492	498	98	100	16,4	16,6	$16^1/_3$	$16^2/_3$	49	50	49	50	164	166
18	174	176	522	528	104	106	17,4	17,6	$17^1/_3$	$17^2/_3$	52	53	52	53	174	176
19	184	186	552	558	110	112	18,4	18,6	$18^1/_3$	$18^2/_3$	55	56	55	56	184	186
20	194	196	582	588	116	118	19,4	19,6	$19^1/_3$	$19^2/_3$	58	59	58	59	194	196
21	204	206	612	618	122	124	20,4	20,6	$20^1/_3$	$20^2/_3$	61	62	61	62	204	206
22	214	216	642	648	128	130	21,4	21,6	$21^1/_3$	$21^2/_3$	64	65	64	65	214	216
23	224	226	672	678	134	136	22,4	22,6	$22^1/_3$	$22^2/_3$	67	68	67	68	224	226
24	234	236	702	708	140	142	23,4	23,6	$23^1/_3$	$23^2/_3$	70	71	70	71	234	236
25	244	246	732	738	146	148	24,4	24,6	$24^1/_3$	$24^2/_3$	73	74	73	74	244	246

Неперекрещивающаяся обмотка имеет шаг укороченный, — перекрещивающаяся — удлиненный на $^1/_{15}$ пазового деления.

Таблица 17-1

Лягушечьи уравнительные обмотки: $u = 1$

c'	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 1$	$y_{\text{П}}$	Q	Шаблонные обмотки				Ступенчатые обмотки						$P\ \alpha = \alpha'$
						петлевые		волновые		петлевые			волновые			
			y_{pk_v}			$y_{d_{1s}} = y_{1s}$	y_{2s}	$y_{d_{1v}} = y_{1v}$	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
10	10p	10p	9	10	5	5	−4	5	4	—	—	—	—	—	—	10
11	11	11	10	11	5,5	5	−4	6	4	—	—	—	—	—	—	11
12	12	12	11	12	6	6	−5	6	5	—	—	—	—	—	—	12
13	13	13	12	13	6,5	6	−5	7	5	—	—	—	—	—	—	13
14	14	14	13	14	7	7	−6	7	6	—	—	—	—	—	—	14
15	15	15	14	15	7,5	7	−6	8	6	—	—	—	—	—	—	15
16	16p	16p	15	16	8	8	−7	8	7	—	—	—	—	—	—	16
17	17	17	16	17	8,5	8	−7	9	7	—	—	—	—	—	—	17
18	18	18	17	18	9	9	−8	9	8	—	—	—	—	—	—	18
19	19	19	18	19	9,5	9	−8	10	8	—	—	—	—	—	—	19
20	20	20	19	20	10	10	−9	10	9	—	—	—	—	—	—	20
21	21p	21p	20	21	10,5	10	−9	11	9	—	—	—	—	-	—	21
22	22	22	21	22	11	11	−10	11	10	—	—	—	—	—	—	22
23	23	23	22	23	11,5	11	−10	12	10	—	—	-	—	—	—	23
24	24	24	23	24	12	12	−11	12	11	—	—	—	—	—	—	24
25	25	25	24	25	12,5	12	−11	13	11	—	—	—	—	—	—	25
26	26p	26p	25	26	13	13	−12	13	12	—	—	—	—	—	—	26
27	27	27	26	27	13,5	13	−12	14	12	—	—	—	-	—	—	27
28	28	28	27	28	14	14	−13	14	13	—	—	—	—	—	—	28
29	29	29	28	29	14,5	14	−13	15	13	—	—	—	—	—	—	29
30	30	30	29	30	15	15	−14	15	14	—	—	—	—	—	—	30
31	31p	31p	30	31	15,5	15	−14	16	14	—	-	—	—	—	—	31
32	32	32	31	32	16	16	−15	16	15	—	—	—	—	—	—	32
33	33	33	32	33	16,5	16	−15	17	15	—	—	—	—	—	—	33
34	34	34	33	34	17	17	−16	17	16	—	—	—	—	—	—	34
35	35	35	34	35	17,5	17	−16	18	16	—	—	—	—	—	—	35
36	36p	36p	35	36	18	18	−17	18	17	—	—	—	—	—	—	36
37	37	37	36	37	18,5	18	−17	19	17	—	—	—	—	—	—	37
38	38	38	37	38	19	19	−18	19	18	—	—	—	—	—	—	38
39	39	39	38	39	19,5	19	−18	20	18	—	—	—	—	—	—	39
40	40	40	39	40	20	20	−19	20	19	—	—	—	—	—	—	40
41	41p	41p	40	41	20,5	20	−19	21	19	—	—	—	—	-	—	41
42	42	42	41	42	21	21	−20	21	20	—	—	—	—	—	—	42
43	43	43	42	43	21,5	21	−20	22	20	—	—	—	—	—	—	43
44	44	44	43	44	22	22	−21	22	21	—	—	—	—	—	—	44
45	45	45	44	45	22,5	22	−21	23	21	—	—	—	—	—	—	45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Таблица 17-2

Лягушечьи уравнительные обмотки: $u = 2$

c'	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 1$ / y_{k_v}	y_p	Q	Шаблонные обмотки: петлевые $y_{d_{1s}}$	y_{1s}	y_{2s}	волновые $y_{d_{1v}}$	y_{1v}	y_{2v}	Ступенчатые обмотки: петлевые $y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	волновые $y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	$p = a = a'$
10	10p	20p	19	20	5	5	10	−9	5	10	9	—	—	—	—	—	—	10
11	11	22	21	22	5,5	5	10	−9	6	12	9	5,5	11	10	5,5	11	10	11
12	12	24	23	24	6	6	12	−11	6	12	11	—	—	—	—	—	—	12
13	13	26	25	26	6,5	6	12	−11	7	14	11	6,5	13	12	6,5	13	12	13
14	14	28	27	28	7	7	14	−13	7	14	13	—	—	—	—	—	—	14
15	15	30	29	30	7,5	7	14	−13	8	16	13	7,5	15	14	7,5	15	14	15
16	16p	32p	31	32	8	8	16	−15	8	16	15	—	—	—	—	—	—	16
17	17	34	33	34	8,5	8	16	−15	9	18	15	8,5	17	16	8,5	17	16	17
18	18	36	35	36	9	9	18	−17	9	18	17	—	—	—	—	—	—	18
19	19	38	37	38	9,5	9	18	−17	10	20	17	9,5	19	18	9,5	19	18	19
20	20	40	39	40	10	10	20	−19	10	20	19	—	—	—	—	—	—	20
21	21p	42p	41	42	10,5	10	20	−19	11	22	19	10,5	21	20	10,5	21	20	21
22	22	44	43	44	11	11	22	−21	11	22	21	—	—	—	—	—	—	22
23	23	46	45	46	11,5	11	22	−21	12	24	21	11,5	23	22	11,5	23	22	23
24	24	48	47	48	12	12	24	−23	12	24	23	—	—	—	—	—	—	24
25	25	50	49	50	12,5	12	24	−23	13	26	23	12,5	25	24	12,5	25	24	25
26	26p	52p	51	52	13	13	26	−25	13	26	25	—	—	—	—	—	—	26
27	27	54	53	54	13,5	13	26	−25	14	28	25	13,5	27	26	13,5	27	26	27
28	28	56	55	56	14	14	28	−27	14	28	27	—	—	—	—	—	—	28
29	29	58	57	58	14,5	14	28	−27	15	30	27	14,5	29	28	14,5	29	28	29
30	30	60	59	60	15	15	30	−29	15	30	29	—	—	—	—	—	—	30
31	31p	62p	61	62	15,5	15	30	−29	16	32	29	15,5	31	30	15,5	31	30	31
32	32	64	63	64	16	16	32	−31	16	32	31	—	—	—	—	—	—	32
33	33	66	65	66	16,5	16	32	−31	17	34	31	16,5	33	32	16,5	33	32	33
34	34	68	67	68	17	17	34	−33	17	34	33	—	—	—	—	—	—	34
35	35	70	69	70	17,5	17	34	−33	18	36	33	17,5	35	34	17,5	35	34	35
36	36p	72p	71	72	18	18	36	−35	18	36	35	—	—	—	—	—	—	36
37	37	74	73	74	18,5	18	36	−35	19	38	35	18,5	37	36	18,5	37	36	37
38	38	76	75	76	19	19	38	−37	19	38	37	—	—	—	—	—	—	38
39	39	78	77	78	19,5	19	38	−37	20	40	37	19,5	39	38	19,5	39	38	39
40	40	80	79	80	20	20	40	−39	20	40	39	—	—	—	—	—	—	40
41	41p	82p	81	82	20,5	20	40	−39	21	42	39	20,5	41	40	20,5	41	40	41
42	42	84	83	84	21	21	42	−41	21	42	41	—	—	—	—	—	—	42
43	43	86	85	86	21,5	21	42	−41	22	44	41	21,5	43	42	21,5	43	42	43
44	44	88	87	88	22	22	44	−43	22	44	43	—	—	—	—	—	—	44
45	45	90	89	90	22,5	22	44	−43	23	46	43	22,5	45	44	22,5	45	44	45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненной шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для нечетного c' имеет полный шаг.

Таблица 17-3

Лягушечьи уравнительные обмотки: $u = 3$

c'	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 1$	y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						$p = a = a'$
						петлевые			волновые			петлевые			волновые			
			y_{k_v}			$y_{d_{1s}}$	y_{1s}	y_{2s}	$y_{d_{1v}}$	y_{1v}	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
10	10*p*	30*p*	29	30	5	5	15	−14	5	15	14	—	—	—	—	—	—	10
11	11	33	32	33	5,5	5	15	−14	6	18	14	$5^{1}/_{3}$	16	−15	$5^{2}/_{3}$	17	15	11
12	12	36	35	36	6	6	18	−17	6	18	17	—	—	—	—	—	—	12
13	13	39	38	39	6,5	6	18	−17	7	21	17	$6^{1}/_{3}$	19	−18	$6^{2}/_{3}$	20	18	13
14	14	42	41	42	7	7	21	−20	7	21	20	—	—	—	—	—	—	14
15	15	45	44	45	7,5	7	21	−20	8	24	20	$7^{1}/_{3}$	22	−21	$7^{2}/_{3}$	23	21	15
16	16*p*	48*p*	47	48	8	8	24	−23	8	24	23	—	—	—	—	—	—	16
17	17	51	50	51	8,5	8	24	−23	9	27	23	$8^{1}/_{3}$	25	−24	$8^{2}/_{3}$	26	24	17
18	18	54	53	54	9	9	27	−26	9	27	26	—	—	—	—	—	—	18
19	19	57	56	57	9,5	9	27	−26	10	30	26	$9^{1}/_{3}$	28	−27	$9^{2}/_{3}$	29	27	19
20	20	60	59	60	10	10	30	−29	10	30	29	—	—	—	—	—	—	20
21	21*p*	63*p*	62	63	10,5	10	30	−29	11	33	29	$10^{1}/_{3}$	31	−30	$10^{2}/_{3}$	32	30	21
22	22	66	65	66	11	11	33	−32	11	33	32	—	—	—	—	—	—	22
23	23	69	68	69	11,5	11	33	−32	12	36	32	$11^{1}/_{3}$	34	−33	$11^{2}/_{3}$	35	33	23
24	24	72	71	72	12	12	36	−35	12	36	35	—	—	—	—	—	—	24
25	25	75	74	75	12,5	12	36	−35	13	39	35	$12^{1}/_{3}$	37	−36	$12^{2}/_{3}$	38	36	25
26	26*p*	78*p*	77	78	13	13	39	−38	13	39	38	—	—	—	—	—	—	26
27	27	81	80	81	13,5	13	39	−38	14	42	38	$13^{1}/_{3}$	40	−39	$13^{2}/_{3}$	41	39	27
28	28	84	83	84	14	14	42	−41	14	42	41	—	—	—	—	—	—	28
29	29	87	86	87	14,5	14	42	−41	15	45	41	$14^{1}/_{3}$	43	−42	$14^{2}/_{3}$	44	42	29
30	30	90	89	90	15	15	45	−44	15	45	44	—	—	—	—	—	—	30
31	31*p*	93*p*	92	93	15,5	15	45	−44	16	48	44	$15^{1}/_{3}$	46	−45	$15^{2}/_{3}$	47	45	31
32	32	96	95	96	16	16	48	−47	16	48	47	—	—	—	—	—	—	32
33	33	99	98	99	16,5	16	48	−47	17	51	47	$16^{1}/_{3}$	49	−48	$16^{2}/_{3}$	50	48	33
34	34	102	101	102	17	17	51	−50	17	51	50	—	—	—	—	—	—	34
35	35	105	104	105	17,5	17	51	−50	18	54	50	$17^{1}/_{3}$	52	−51	$17^{2}/_{3}$	53	51	35
36	36*p*	108*p*	107	108	18	18	54	−53	18	54	53	—	—	—	—	—	—	36
37	37	111	110	111	18,5	18	54	−53	19	57	53	$18^{1}/_{3}$	55	−54	$18^{2}/_{3}$	56	54	37
38	38	114	113	114	19	19	57	−56	19	57	56	—	—	—	—	—	—	38
39	39	117	116	117	19,5	19	57	−56	20	60	56	$19^{1}/_{3}$	58	−57	$19^{2}/_{3}$	59	57	39
40	40	120	119	120	20	20	60	−59	20	60	59	—	—	—	—	—	—	40
41	41*p*	123*p*	122	123	20,5	20	60	−59	21	63	59	$20^{1}/_{3}$	61	−60	$20^{2}/_{3}$	62	60	41
42	42	126	125	126	21	21	63	−62	21	63	62	—	—	—	—	—		42
43	43	129	128	129	21,5	21	63	−62	22	66	62	$21^{1}/_{3}$	64	−63	$21^{2}/_{3}$	65	63	43
44	44	132	131	132	22	22	66	−65	22	66	65	—	—	—	—	—	—	44
45	45	135	134	135	22,5	22	66	−65	23	69	65	$22^{1}/_{3}$	67	−66	$22^{2}/_{3}$	68	66	45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для нечетного c' имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на $^{1}/_{6}$ пазового деления.

Таблица 17-4

Лягушечьи уравнительные обмотки: $u = 4$

c'	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 1$	y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						$p = \alpha = \alpha'$
						петлевые			волновые			петлевые			волновые			
			y_{k_v}			$y_{d_{1s}}$	y_{1s}	y_{2s}	$y_{d_{1v}}$	y_{1v}	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
10	10*p*	40*p*	39	40	5	5	20	−19	5	20	19	—	—	—	—	—	—	10
11	11	44	43	44	5,5	5	20	−19	6	24	19	5,5	22	−21	5,5	22	21	11
12	12	48	47	48	6	6	24	−23	6	24	23	—	—	—	—	—	—	12
13	13	52	51	52	6,5	6	24	−23	7	28	23	6,5	26	−25	6,5	26	25	13
14	14	56	55	56	7	7	28	−27	7	28	27	—	—	—	—	—	—	14
15	15	60	59	60	7,5	7	28	−27	8	32	27	7,5	30	−29	7,5	30	29	15
16	16*p*	64*p*	63	64	8	8	32	−31	8	32	31	—	—	—	—	—	—	16
17	17	68	67	68	8,5	8	32	−31	9	36	31	8,5	34	−33	8,5	34	33	17
18	18	72	71	72	9	9	36	−35	9	36	35	—	—	—	—	—	—	18
19	19	76	75	76	9,5	9	36	−35	10	40	35	9,5	38	−37	9,5	38	37	19
20	20	80	79	80	10	10	40	−39	10	40	39	—	—	—	—	—	—	20
21	21*p*	84*p*	83	84	10,5	10	40	−39	11	44	39	10,5	42	−41	10,5	42	41	21
22	22	88	87	88	11	11	44	−43	11	44	43	—	—	—	—	—	—	22
23	23	92	91	92	11,5	11	44	−43	12	48	43	11,5	46	−45	11,5	46	45	23
24	24	96	95	96	12	12	48	−47	12	48	47	—	—	—	—	—	—	24
25	25	100	99	100	12,5	12	48	−47	13	52	47	12,5	50	−49	12,5	50	49	25
26	26*p*	104*p*	103	104	13	13	52	−51	13	52	51	—	—	—	—	—	—	26
27	27	108	107	108	13,5	13	52	−51	14	56	51	13,5	54	−53	13,5	54	53	27
28	28	112	111	112	14	14	56	−55	14	56	55	—	—	—	—	—	—	28
29	29	116	115	116	14,5	14	56	−55	15	60	55	14,5	58	−57	14,5	58	57	29
30	30	120	119	120	15	15	60	−59	15	60	59	—	—	—	—	—	—	30
31	31*p*	124*p*	123	124	15,5	15	60	−59	16	64	59	15,5	62	−61	15,5	62	61	31
32	32	128	127	128	16	16	64	−63	16	64	63	—	—	—	—	—	—	32
33	33	132	131	132	16,5	16	64	−63	17	68	63	16,5	66	−65	16,5	66	65	33
34	34	136	135	136	17	17	68	−67	17	68	67	—	—	—	—	—	—	34
35	35	140	139	140	17,5	17	68	−67	18	72	67	17,5	70	−69	17,5	70	69	35
36	36*p*	144*p*	143	144	18	18	72	−71	18	72	71	—	—	—	—	—	—	36
37	37	148	147	148	18,5	18	72	−71	19	76	71	18,5	74	−73	18,5	74	73	37
38	38	152	151	152	19	19	76	−75	19	76	75	—	—	—	—	—	—	38
39	39	156	155	156	19,5	19	76	−75	20	80	75	19,5	78	−77	19,5	78	77	39
40	40	160	159	160	20	20	80	−79	20	80	79	—	—	—	—	—	—	40
41	41*p*	164*p*	163	164	20,5	20	80	−79	21	84	79	20,5	82	−81	20,5	82	81	41
42	42	168	167	168	21	21	84	−83	21	84	83	—	—	—	—	—	—	42
43	43	172	171	172	21,5	21	84	−83	22	88	83	21,5	86	−85	21,5	86	85	43
44	44	176	175	176	22	22	88	−87	22	88	87	—	—	—	—	—	—	44
45	45	180	179	180	22,5	22	88	−87	23	92	87	22,5	90	−89	22,5	90	89	45

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для нечетного c' имеет полный шаг.

Таблица 18-1

Двойственные множественные параллельные уравнительные обмотки: $a/p = 2$, $u = 1$

c''	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 2$	y_p	Q	Шаблонные обмотки				Ступенчатые обмотки						P $\alpha = \alpha'$
						петлевые		волновые		петлевые			волновые			
			y_{k_v}			$y_{d_{1s}} = y_{1s}$	y_{2s}	$y_{d_{1v}} = y_{1v}$	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
5	11p	11p	9	11	5,5	5	−3	6	3							11
6	13	13	11	13	6,5	6	−4	7	4							13
7	15	15	13	15	7,5	7	−5	8	5							15
8	17	17	15	17	8,5	8	−6	9	6	—	—	—	—	—	—	17
9	19	19	17	19	9,5	9	−7	10	7							19
10	21	21	19	21	10,5	10	−8	11	8							21
11	23p	23p	21	23	11,5	11	−9	12	9							23
12	25	25	23	25	12,5	12	−10	13	10							25
13	27	27	25	27	13,5	13	−11	14	11	—	—	—	—	—	—	27
14	29	29	27	29	14,5	14	−12	15	12							29
15	31	31	29	31	15,5	15	−13	16	13							31
16	33p	33p	31	33	16,5	16	−14	17	14							33
17	35	35	33	35	17,5	17	−15	18	15							35
18	37	37	35	37	18,5	18	−16	19	16	—	—	—	—	—	—	37
19	39	39	37	39	19,5	19	−17	20	17							39
20	41	41	39	41	20,5	20	−18	21	18							41
21	43p	43p	41	43	21,5	21	−19	22	19							43
22	45	45	43	45	22,5	22	−20	23	20							45
23	47	47	45	47	23,5	23	−21	24	21	—	—	—	—	—	—	47
24	49	49	47	49	24,5	24	−22	25	22							49
25	51	51	49	51	25,5	25	−23	26	23							51

Шаблонная обмотка имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Таблица 18-2

Двойственные множественные параллельные уравнительные обмотки: $a/p = 2$, $u = 3$

c''	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 2$	y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						P
						петлевые			волновые			петлевые			волновые			$\alpha = \alpha'$
			y_{k_v}			$y_{d_{1s}}$	y_{1s}	y_{2s}	$y_{d_{1v}}$	y_{1v}	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
5	11p	33p	31	33	5,5	5	15	−13	6	18	13	$5^1/_3$	16	−14	$5^2/_3$	17	14	11
6	13	39	37	39	6,5	6	18	−16	7	21	16	$6^1/_3$	19	−17	$6^2/_3$	20	17	13
7	15	45	43	45	7,5	7	21	−19	8	24	19	$7^1/_3$	22	−20	$7^2/_3$	23	20	15
8	17	51	49	51	8,5	8	24	−22	9	27	22	$8^1/_3$	25	−23	$8^2/_3$	26	23	17
9	19	57	55	57	9,5	9	27	−25	10	30	25	$9^1/_3$	28	−26	$9^2/_3$	29	26	19
10	21	63	61	63	10,5	10	30	−28	11	33	28	$10^1/_3$	31	−29	$10^2/_3$	32	29	21
11	23p	69p	67	69	11,5	11	33	−31	12	36	31	$11^1/_3$	34	−32	$11^2/_3$	35	32	23
12	25	75	73	75	12,5	12	36	−34	13	39	34	$12^1/_3$	37	−35	$12^2/_3$	38	35	25
13	27	81	79	81	13,5	13	39	−37	14	42	37	$13^1/_3$	40	−38	$13^2/_3$	41	38	27
14	29	87	85	87	14,5	14	42	−40	15	45	40	$14^1/_3$	43	−41	$14^2/_3$	44	41	29
15	31	93	91	93	15,5	15	45	−43	16	48	43	$15^1/_3$	46	−44	$15^2/_3$	47	44	31
16	33p	99p	97	99	16,5	16	48	−46	17	51	46	$16^1/_3$	49	−47	$16^2/_3$	50	47	33
17	35	105	103	105	17,5	17	51	−49	18	54	49	$17^1/_3$	52	−50	$17^2/_3$	53	50	35
18	37	111	109	111	18,5	18	54	−52	19	57	52	$18^1/_3$	55	−53	$18^2/_3$	56	53	37
19	39	117	115	117	19,5	19	57	−55	20	60	55	$19^1/_3$	58	−56	$19^2/_3$	59	56	39
20	41	123	121	123	20,5	20	60	−58	21	63	58	$20^1/_3$	61	−59	$20^2/_3$	62	59	41
21	43p	129p	127	129	21,5	21	63	−61	22	66	61	$21^1/_3$	64	−62	$21^2/_3$	65	62	43
22	45	135	133	135	22,5	22	66	−64	23	69	64	$22^1/_3$	67	−65	$22^2/_3$	68	65	45
23	47	141	139	141	23,5	23	69	−67	24	72	67	$23^1/_3$	70	−68	$23^2/_3$	71	68	47
24	49	147	145	147	24,5	24	72	−70	25	75	70	$24^1/_3$	73	−71	$24^2/_3$	74	71	49
25	51	153	151	153	25,5	25	75	−73	26	78	73	$25^1/_3$	76	−74	$25^2/_3$	77	74	51

Шаблонная обмотка имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка нмеет шаг укороченный у петлевой обмотки и у волновой обмотки удлиненный на $^1/_6$ пазового деления.

Таблица 18-3

Двойственные множественные параллельные уравнительные обмотки: $a/p = 2$, $u = 5$

c''	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s}=2$	y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						P
						петлевые			волновые			петлевые			волновые			$\alpha=\alpha'$
			y_{k_v}			$y_{d_{1s}}$	y_{1s}	y_{2s}	$y_{d_{1v}}$	y_{1v}	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
5	11p	55p	53	55	5,5	5	25	—23	6	30	23	5,4	27	—25	5,6	28	25	11
6	13	65	63	65	6,5	6	30	—28	7	35	28	6,4	32	—30	6,6	33	30	13
7	15	75	73	75	7,5	7	35	—33	8	40	33	7,4	37	—35	7,6	38	35	15
8	17	85	83	85	8,5	8	40	—38	9	45	38	8,4	42	—40	8,6	43	40	17
9	19	95	93	95	9,5	9	45	—43	10	50	43	9,4	47	—45	9,6	48	45	19
10	21	105	103	105	10,5	10	50	—48	11	55	48	10,4	52	—50	10,6	53	50	21
11	23p	115p	113	115	11,5	11	55	—53	12	60	53	11,4	57	—55	11,6	58	55	23
12	25	125	123	125	12,5	12	60	—58	13	65	58	12,4	62	—60	12,6	63	60	25
13	27	135	133	135	13,5	13	65	—63	14	70	63	13,4	67	—65	13,6	68	65	27
14	29	145	143	145	14,5	14	70	—68	15	75	68	14,4	72	—70	14,6	73	70	29
15	31	155	153	155	15,5	15	75	—73	16	80	73	15,4	77	—75	15,6	78	75	31
16	33p	165p	163	165	16,5	16	80	—78	17	85	78	16,4	82	—80	16,6	83	80	33
17	35	175	173	175	17,5	17	85	—83	18	90	83	17,4	87	—85	17,6	88	85	35
18	37	185	183	185	18,5	18	90	—88	19	95	88	18,4	92	—90	18,6	93	90	37
19	39	195	193	195	19,5	19	95	—93	20	100	93	19,4	97	—95	19,6	98	95	39
20	41	205	203	205	20,5	20	100	—98	21	105	98	20,4	102	—100	20,6	103	100	41
21	43p	215p	213	215	21,5	21	105	—103	22	110	103	21,4	107	—105	21,6	108	105	43
22	45	225	223	225	22,5	22	110	—108	23	115	108	22,4	112	—110	22,6	113	110	45
23	47	235	233	235	23,5	23	115	—113	24	120	113	23,4	117	—115	23,6	118	115	47
24	49	245	243	245	24,5	24	120	—118	25	125	118	24,4	122	—120	24,6	123	120	49
25	51	255	253	255	25,5	25	125	—123	26	130	123	25,4	127	—125	25,6	128	125	51

Шаблонная обмотка имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка имеет шаг укороченный у петлевой обмотки и у волновой обмотки удлиненный на 0,1 пазового деления.

Таблица 18-4

Четверичные множественные параллельные уравнительные обмотки: $a/p = 4$, $u = 1$

c''	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 4$		Шаблонные обмотки				Ступенчатые обмотки						P $\alpha = x'$
			y_{k_v}	y_p	Q	петлевые		волновые		петлевые			волновые			
						$y_{d_{1s}} = y_{1s}$	y_{2s}	$y_{d_{1v}} = y_{1v}$	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
5	11p	11p	7	11	5,5	5	−1	6	1							11
6	13	13	9	13	6,5	6	−2	7	2							13
7	15	15	11	15	7,5	7	−3	8	3							15
8	17	17	13	17	8,5	8	−4	9	4	—	—	—	—	—	—	17
9	19	19	15	19	9,5	9	−5	10	5							19
10	21	21	17	21	10,5	10	−6	11	6							21
11	23p	23p	19	23	11,5	11	−7	12	7							23
12	25	25	21	25	12,5	12	−8	13	8							25
13	27	27	23	27	13,5	13	−9	14	9	—	—	—	—	—	—	27
14	29	29	25	29	14,5	14	−10	15	10							29
15	31	31	27	31	15,5	15	−11	16	11							31
16	33p	33p	29	33	16,5	16	−12	17	12							33
17	35	35	31	35	17,5	17	−13	18	13							35
18	37	37	37	37	18,5	18	−14	19	14	—	—	—	—	—	—	37
19	39	39	35	39	19,5	19	−15	20	15							39
20	41	41	37	41	20,5	20	−16	21	16							41
21	43p	43p	39	43	21,5	21	−17	22	17							43
22	45	45	41	45	22,5	22	−18	23	18							45
23	47	47	43	47	23,5	23	−19	24	19	—	—	—	—	—	—	47
24	49	49	45	49	24,5	24	−20	25	20							49
25	51	51	47	51	25,5	25	−21	26	21							51

Шаблонная обмотка имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Таблица 18-5

Тройственные множественные параллельные уравнительные обмотки: $a/p = 3$, $u = 1$

c''	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 3$ / y_{k_v}	y_p	Q	Шаблонные обмотки: петлевые $y_{d_{1s}} = y_{1_s}$	петлевые y_{2s}	волновые $y_{d_{1v}}$	волновые y_{2v}	Ступенчатые обмотки: петлевые $y'_{d_{1v}}$	петлевые y'_{1s}	петлевые y'_{2s}	волновые $y'_{d_{1v}}$	волновые y'_{1v}	волновые y'_{2v}	$P\ \alpha = \alpha'$
10	10p	10p	7	10	5	5	−2	5	2							10
11	11	11	8	11	5,5	5	−2	6	2							11
12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13	13	13	10	13	6,5	6	−3	7	3							13
14	14	14	11	14	7	7	−4	7	4							14
15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16	16p	16p	13	16	8	8	−5	8	5							16
17	17	17	14	17	8,5	8	−5	9	5							17
18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
19	19	19	16	19	9,5	9	−6	10	6							19
20	20	20	17	20	10	10	−7	10	7							20
21	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	22p	22p	19	22	11	11	−8	11	8							22
23	23	23	20	23	11,5	11	−8	12	8							23
24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	25	25	22	25	12,5	12	−9	13	9							25
26	26p	26p	23	26	13	13	−10	13	10							26
27	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
28	28	28	25	28	14	14	−11	14	11							28
29	29	29	26	29	14,5	14	−11	15	11							29
30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
31	31p	31p	28	31	15,5	15	−12	16	12							31
32	32	32	29	32	16	16	−13	16	13							32
33	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
34	34	34	31	34	17	17	−14	17	14	—						34
35	35	35	32	35	17,5	17	−14	18	14							35
36	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
37	37p	37p	34	37	18,5	18	−15	19	15							37
38	38	38	35	38	19	19	−16	19	16							38
39	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
40	40	40	37	40	20	20	−17	20	17							40
41	41p	41p	38	41	20,5	20	−17	21	17							41
42	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
43	43	43	40	43	21,5	21	−18	22	18							43
44	44	44	41	44	22	22	−19	22	19							44
45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,

для нечетного c' имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Таблица 18-6

Тройственные множественные параллельные уравнительные обмотки: $a/p = 3$, $u = 2$

c'	N_d	$K = uN_d$	$y_{k_s} = 3$ / y_{k_v}	y_p	Q	Шаблонные обмотки						Ступенчатые обмотки						$p_s = s'$
						петлевые			волновые			петлевые			волновые			
						$y_{d_{1s}}$	y_{1s}	y_{2s}	$y_{d_{1v}}$	y_{1v}	y_{2v}	$y'_{d_{1s}}$	y'_{1s}	y'_{2s}	$y'_{d_{1v}}$	y'_{1v}	y'_{2v}	
10	10p	20p	17	20	5	5	10	−7	5	10	7	—	—	—	—	—	—	10
11	11	22	19	22	5,5	5	10	−7	6	12	7	5,5	11	−8	5,5	11	8	11
12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
13	13	26	23	26	6,5	6	12	−9	7	14	9	6,5	13	−10	6,5	13	10	13
14	14	28	25	28	7	7	14	−11	7	14	11	—	—	—	—	—	—	14
15	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
16	16p	32p	29	32	8	8	16	−13	8	16	13	—	—	—	—	—	—	16
17	17	34	31	34	8,5	8	16	−13	9	18	13	8,5	17	−14	8,5	17	14	17
18	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
19	19	38	35	38	9,5	9	18	−15	10	20	15	9,5	19	−16	9,5	19	16	19
20	20	40	37	40	10	10	20	−17	10	20	17	—	—	—	—	—	—	20
21	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	22p	44p	41	44	11	11	22	−19	11	22	19	—	—	—	—	—	—	22
23	23	46	43	46	11,5	11	22	−19	12	24	19	11,5	23	−20	11,5	23	20	23
24	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	25	50	47	50	12,5	12	24	−21	13	26	21	12,5	25	−22	12,5	25	22	25
26	26p	52p	49	52	13	13	26	−23	13	26	23	—	—	—	—	—	—	26
27	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
28	28	56	53	56	14	14	28	−25	14	28	25	—	—	—	—	—	—	28
29	29	58	55	58	14,5	14	28	−25	15	30	25	14,5	29	−26	14,5	29	26	29
30	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
31	31p	62p	59	62	15,5	15	30	−27	16	32	27	15,5	31	−28	15,5	31	28	31
32	32	64	61	64	16	16	32	−29	16	32	29	—	—	—	—	—	—	32
33	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
34	34	68	65	68	17	17	34	−31	17	34	31	—	—	—	—	—	—	34
35	35	70	67	70	17,5	17	34	−31	18	36	31	17,5	35	−32	17,5	35	32	35
36	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
37	37p	74p	71	74	18,5	18	36	−33	19	38	33	18,5	37	−34	18,5	37	34	37
38	38	76	73	76	19	19	38	−35	19	38	35	—	—	—	—	—	—	38
39	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
40	40	80	77	80	20	20	40	−37	20	40	37	—	—	—	—	—	—	40
41	41p	82p	79	82	20,5	20	40	−37	21	42	37	20,5	41	−38	20,5	41	38	41
42	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
43	43	86	83	86	21,5	21	42	−39	22	44	39	21.5	43	−40	21,5	43	40	43
44	44	88	85	88	22	22	44	−41	22	44	41	—	—	—	—	—	—	44
45	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Шаблонная обмотка для четного c' имеет полный шаг,
для нечетного c' имеет укороченный шаг у петлевой обмотки и удлиненный шаг у волновой обмотки на 0,5 пазового деления.

Ступенчатая обмотка для c' нечетного имеет полный шаг.

Таблица 20-1

Параллельные петлевые обмотки для двух коллекторов с p парами полюсов; $u = 1$, $y_k = 1$

c	N_d	$K = uN_d$	y_p	Q	$y_{d_1} = y_1$	y_2	P $\alpha = \alpha'$
5	$11p$	$11p$	11	5,5	6	-5	11
6	13	13	13	6,5	7	-6	13
7	15	15	15	7,5	8	-7	15
8	17	17	17	8,5	9	-8	17
9	19	19	19	9,5	10	-9	19
10	21	21	21	10,5	11	-10	21
11	$23p$	$23p$	23	11,5	12	-11	23
12	25	25	25	12,5	13	-12	25
13	27	27	27	13,5	14	-13	27
14	29	29	29	14,5	15	-14	29
15	31	31	31	15,5	16	-15	31
16	$33p$	$33p$	33	16,5	17	-16	33
17	35	35	35	17,5	18	-17	35
18	37	37	37	18,5	19	-18	37
19	39	39	39	19,5	20	-19	39
20	41	41	41	20,5	21	-20	41
21	$43p$	$43p$	43	21,5	22	-21	43
22	45	45	45	22,5	23	-22	45
23	47	47	47	23,5	24	-23	47
24	49	49	49	24,5	25	-24	49
25	51	51	51	25,5	26	-25	51

Потенциальные многоугольники для обоих коллекторов взаимно повернуты на угол

$$\frac{\alpha}{2} = \frac{1}{2}\,\frac{360^\circ}{N_d}\,p.$$

Таблица 20-2

Вырожденные двойственные множественные параллельные петлевые шаблонные обмотки для двух коллекторов:

$$\frac{a}{p} = 2,\ u = 2,\ y_k = \pm 2$$

c	N_d	K	y_p	Q	y_{d_1}	y_1	y_2 неперекр.	y_2 перекр.	P $\alpha = \alpha'$
10	10p	20p	20	5	5	10	−8	−12	10
11	11	22	22	5,5	5	10	−8	−12	11
12	12	24	24	6	6	12	−10	−14	12
13	13	26	26	6,5	6	12	−10	−14	13
14	14	28	28	7	7	14	−12	−16	14
15	15	30	30	7,5	7	14	−12	−16	15
16	16p	32p	32	8	8	16	−14	−18	16
17	17	34	34	8,5	8	16	−14	−18	17
18	18	36	36	9	9	18	−16	−20	18
19	19	38	38	9,5	9	18	−16	−20	19
20	20	40	40	10	10	20	−18	−22	20
21	21p	42p	42	10,5	10	20	−18	−22	21
22	22	44	44	11	11	22	−20	−24	22
23	23	46	46	11,5	11	22	−20	−24	23
24	24	48	48	12	12	24	−22	−26	24
25	25	50	50	12,5	12	24	−22	−26	25
26	26p	52p	52	13	13	26	−24	−28	26
27	27	54	54	13,5	13	26	−24	−28	27
28	28	56	56	14	14	28	−26	−30	28
29	29	58	58	14,5	14	28	−26	−30	29
30	30	60	60	15	15	30	−28	−32	30
31	31p	62p	62	15,5	15	30	−28	−32	31
32	32	64	64	16	16	32	−30	−34	32
33	33	66	66	16,5	16	32	−30	−34	33
34	34	68	68	17	17	34	−32	−36	34
35	35	70	70	17,5	17	34	−32	−36	35
36	36p	72p	72	18	18	36	−34	−38	36
37	37	74	74	18,5	18	36	−34	−38	37
38	38	76	76	19	19	38	−36	−40	38
39	39	78	78	19,5	19	38	−36	−40	39
40	40	80	80	20	20	40	−38	−42	40
41	41p	82p	82	20,5	20	40	−38	−42	41
42	42	84	84	21	21	42	−40	−44	42
43	43	86	86	21,5	21	42	−40	−44	43
44	44	88	88	22	22	44	−42	−46	44
45	45	90	90	22,5	22	44	−42	−46	45
46	46p	92p	92	23	23	46	−44	−48	46
47	47	94	94	23,5	23	46	−44	−48	47
48	48	96	96	24	24	48	−46	−50	48
49	49	98	98	24,5	24	48	−46	−50	49
50	50	100	100	25	25	50	−48	−52	50

Для четного c имеет обмотка полный шаг,
для нечетного c — укороченный на половину пазового деления.

Таблица 20-3

Вырожденные двойственные множественные параллельные петлевые обмотки для двух коллекторов:

$$\frac{a}{p} = 2,\ u = 4,\ y_k = \pm 2$$

c	N_d	$K = uN_d$	y_p	Q	шаблонная				ступенчатая				P
					y_{d_1}	y_1	y_2 непе-рекр.	y_2 пе-рекр.	y_{d_1}	y_1	y_2 непе-рекр.	y_2 пе-рекр.	$\alpha = \alpha_1$
10	10p	40p	40	5	5	20	−18	−22	—	—	—	—	10
11	11	44	44	5,5	5	20	−18	−22	5,5	22	−20	−24	11
12	12	48	48	6	6	24	−22	−26	—	—	—	—	12
13	13	52	52	6,5	6	24	−22	−26	6,5	26	−24	−28	13
14	14	56	56	7	7	28	−26	−30	—	—	—	—	14
15	15	60	60	7,5	7	28	−26	−30	7,5	30	−28	−32	15
16	16p	64p	64	8	8	32	−30	−34	—	—	—	—	16
17	17	68	68	8,5	8	32	−30	−34	8,5	34	−32	−36	17
18	18	72	72	9	9	36	−34	−38	—	—	—	—	18
19	19	76	76	9,5	9	36	−34	−38	9,5	38	−36	−40	19
20	20	80	80	10	10	40	−38	−42	—	—	—	—	20
21	21p	84p	84	10,5	10	40	−38	−42	10,5	42	−40	−44	21
22	22	88	88	11	11	44	−42	−46	—	—	—	—	22
23	23	92	92	11,5	11	44	−42	−46	11,5	46	−44	−48	23
24	24	96	96	12	12	48	−46	−50	—	—	—	—	24
25	25	100	100	12,5	12	48	−46	−50	12,5	50	−48	−52	25
26	26p	104p	104	13	13	52	−50	−54	—	—	—	—	26
27	27	108	108	13,5	13	52	−50	−54	13,5	54	−52	−56	27
28	28	112	112	14	14	56	−54	−58	—	—	—	—	28
29	29	116	116	14,5	14	56	−54	−58	14,5	58	−56	−60	29
30	30	120	120	15	15	60	−58	−62	—	—	—	—	30
31	31p	124p	124	15,5	15	60	−58	−62	15,5	62	60	−64	31
32	32	128	128	16	16	64	−62	−66	—	—	—	—	32
33	33	132	132	16,5	16	64	−62	−66	16,5	66	−64	−68	33
34	34	136	136	17	17	68	−66	−70	—	—	—	—	34
35	35	140	140	17,5	17	68	−66	−70	17,5	70	−68	−72	35
36	36p	144p	144	18	18	72	−70	−74	—	—	—	—	36
37	37	148	148	18,5	18	72	−70	−74	18,5	74	−72	−76	37
38	38	152	152	19	19	76	−74	−78	—	—	—	—	38
39	39	156	156	19,5	19	76	−74	−78	19,5	78	−76	−80	39
40	40	160	160	20	20	80	−78	−82	—	—	—	—	40
41	41p	164p	164	20,5	20	80	−78	−82	20,5	82	−84	−84	41
42	42	168	168	21	21	84	−82	−86	—	—	—	—	42
43	43	172	172	21,5	21	84	−82	−86	21,5	86	−84	−88	43
44	44	176	176	22	22	88	−86	−90	—	—	—	—	44
45	45	180	180	22,5	22	88	−86	−90	22,5	90	−88	−92	45
46	46p	184p	184	23	23	92	−90	−94	—	—	—	—	46
47	47	188	188	23,5	23	92	−90	−94	23,5	94	−92	−96	47
48	48	192	192	24	24	96	−94	−98	—	—	—	—	48
49	49	196	196	24,5	24	96	−94	−98	24,5	98	−96	−100	49
50	50	200	200	25	25	100	−98	−102	—	—	—	—	50

Шаблонная обмотка для четного c имеет полный шаг,
для нечетного c имеет укороченный шаг на половину пазового деления.

Ступенчатая обмотка имеет полный шаг.

Таблица 20-4

Вырожденные последовательно-параллельные шаблонные обмотки для двух коллекторов: $p = 3$, $a = 2$, $u = 2$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k	Q		y_{d_1}		y_1		y_2		P, $\alpha = 3\alpha'$	
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.		непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.
10	31	29	62	58	20	$5\frac{1}{6}$	$4\frac{5}{6}$	5	5	10	10	10	10	31	29
11	34	32	68	64	22	$5\frac{4}{6}$	$5\frac{2}{6}$	6	5	12	10	10	12	34	32
12	37	35	74	70	24	$6\frac{1}{6}$	$5\frac{5}{6}$	6	6	12	12	12	12	37	35
13	40	38	80	76	26	$6\frac{4}{6}$	$6\frac{2}{6}$	7	6	14	12	12	14	40	38
14	43	41	86	82	28	$7\frac{1}{6}$	$6\frac{5}{6}$	7	7	14	14	14	14	43	41
15	46	44	92	88	30	$7\frac{4}{6}$	$7\frac{2}{6}$	8	7	16	14	14	16	46	44
16	49	47	98	94	32	$8\frac{1}{6}$	$7\frac{5}{6}$	8	8	16	16	16	16	49	47
17	52	50	104	100	34	$8\frac{4}{6}$	$8\frac{2}{6}$	9	8	18	16	16	18	52	50
18	55	53	110	106	36	$9\frac{1}{6}$	$8\frac{5}{6}$	9	9	18	18	18	18	55	53
19	58	56	116	112	38	$9\frac{4}{6}$	$9\frac{2}{6}$	10	9	20	18	18	20	58	56
20	61	59	122	118	40	$10\frac{1}{6}$	$9\frac{5}{6}$	10	10	20	20	20	20	61	59
21	64	62	128	124	42	$10\frac{4}{6}$	$10\frac{2}{6}$	11	10	22	20	20	22	64	62
22	67	65	134	130	44	$11\frac{1}{6}$	$10\frac{5}{6}$	11	11	22	22	22	22	67	65
23	70	68	140	136	46	$11\frac{4}{6}$	$11\frac{2}{6}$	12	11	24	22	22	24	70	68
24	73	71	146	142	48	$12\frac{1}{6}$	$11\frac{5}{6}$	12	12	24	24	24	24	73	71
25	76	74	152	148	50	$12\frac{4}{6}$	$12\frac{2}{6}$	13	12	26	24	24	26	76	74
26	79	77	158	154	52	$13\frac{1}{6}$	$12\frac{5}{6}$	13	13	26	26	26	26	79	77
27	82	80	164	160	54	$13\frac{4}{6}$	$13\frac{2}{6}$	14	13	28	26	26	28	82	80
28	85	83	170	166	56	$14\frac{1}{6}$	$13\frac{5}{6}$	14	14	28	28	28	28	85	83
29	88	86	176	172	58	$14\frac{4}{6}$	$14\frac{2}{6}$	15	14	30	28	28	30	88	86
30	91	89	182	178	60	$15\frac{1}{6}$	$14\frac{5}{6}$	15	15	30	30	30	30	91	89
31	94	92	188	184	62	$15\frac{4}{6}$	$15\frac{2}{6}$	16	15	32	30	30	32	94	92
32	97	95	194	190	64	$16\frac{1}{6}$	$15\frac{5}{6}$	16	16	32	32	32	32	97	95
33	100	98	200	196	66	$16\frac{4}{6}$	$16\frac{2}{6}$	17	16	34	32	32	34	100	98
34	103	101	206	202	68	$17\frac{1}{6}$	$16\frac{5}{6}$	17	17	34	34	34	34	103	101
35	106	104	212	208	70	$17\frac{4}{6}$	$17\frac{2}{6}$	18	17	36	34	34	36	106	104
36	109	107	218	214	72	$18\frac{1}{6}$	$17\frac{5}{6}$	18	18	36	36	36	36	109	107
37	112	110	224	220	74	$18\frac{4}{6}$	$18\frac{2}{6}$	19	18	38	36	36	38	112	110
38	115	113	230	226	76	$19\frac{1}{6}$	$18\frac{5}{6}$	19	19	38	38	38	38	115	113
39	118	116	236	232	78	$19\frac{4}{6}$	$19\frac{2}{6}$	20	19	40	38	38	40	118	116
40	121	119	242	238	80	$20\frac{1}{6}$	$19\frac{5}{6}$	20	20	40	40	40	40	121	119
41	124	122	248	244	82	$20\frac{4}{6}$	$20\frac{2}{6}$	21	20	42	40	40	42	124	122
42	127	125	254	250	84	$21\frac{1}{6}$	$20\frac{5}{6}$	21	21	42	42	42	42	127	125
43	130	128	260	256	86	$21\frac{4}{6}$	$21\frac{2}{6}$	22	21	44	42	42	44	130	128
44	133	131	266	262	88	$22\frac{1}{6}$	$21\frac{5}{6}$	22	22	44	44	44	44	133	131
45	136	134	272	268	90	$22\frac{4}{6}$	$22\frac{2}{6}$	23	22	46	44	44	46	136	134
46	139	137	278	274	92	$23\frac{1}{6}$	$22\frac{5}{6}$	23	23	46	46	46	46	139	137
47	142	140	284	280	94	$23\frac{4}{6}$	$23\frac{2}{6}$	24	23	48	46	46	48	142	140
48	145	143	290	286	96	$24\frac{1}{6}$	$23\frac{5}{6}$	24	24	48	48	48	48	145	143
49	148	146	296	292	98	$24\frac{4}{6}$	$24\frac{2}{6}$	25	24	50	48	48	50	148	146
50	151	149	302	298	100	$25\frac{1}{6}$	$24\frac{5}{6}$	25	25	50	50	50	50	151	149

Для четного c' неперекрещивающаяся обмотка имеет укороченный шаг и перекрещивающаяся — удлиненный на $^1/_6$ пазового деления,

для нечетного c' неперекрещивающаяся обмотка имеет удлиненный шаг и перекрещивающаяся — укороченный на $^1/_3$ пазового деления.

Таблица 20-5

Вырожденные последовательно-параллельные шаблонные обмотки для двух коллекторов: $p = 3, a = 2, u = 4$

c	N_d		$K = uN_d$		y_k	Q		y_{d_1}	y_1	y_2	P $\alpha = 3\alpha'$	
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.		непе-рекр.	пе-рекр.				непе-рекр.	пе-рекр.
10	29	28	116	112	38	$4^{5}/_{6}$	$4^{4}/_{6}$	5	20	18	29	28
11	32	31	128	124	42	$5^{2}/_{6}$	$5^{1}/_{6}$	5	20	22	32	31
12	35	34	140	136	46	$5^{5}/_{6}$	$5^{4}/_{6}$	6	24	22	35	34
13	38	37	152	148	50	$6^{2}/_{6}$	$6^{1}/_{6}$	6	24	26	38	37
14	41	40	164	160	54	$6^{5}/_{6}$	$6^{4}/_{6}$	7	28	26	41	40
15	44	43	176	172	58	$7^{2}/_{6}$	$7^{1}/_{6}$	7	28	30	44	43
16	47	46	188	184	62	$7^{5}/_{6}$	$7^{4}/_{6}$	8	32	30	47	46
17	50	49	200	196	66	$8^{2}/_{6}$	$8^{1}/_{6}$	8	32	34	50	49
18	53	52	212	208	70	$8^{5}/_{6}$	$8^{4}/_{6}$	9	36	34	53	52
19	56	55	224	220	74	$9^{2}/_{6}$	$9^{1}/_{6}$	9	36	38	56	55
20	59	58	236	232	78	$9^{5}/_{6}$	$9^{4}/_{6}$	10	40	38	59	58
21	62	61	248	244	82	$10^{2}/_{6}$	$10^{1}/_{6}$	10	40	42	62	61
22	65	64	260	256	86	$10^{5}/_{6}$	$10^{4}/_{6}$	11	44	42	65	64
23	68	67	272	268	90	$11^{2}/_{6}$	$11^{1}/_{6}$	11	44	46	68	67
24	71	70	284	280	94	$11^{5}/_{6}$	$11^{4}/_{6}$	12	48	46	71	70
25	74	73	296	292	98	$12^{2}/_{6}$	$12^{1}/_{6}$	12	48	50	74	73
26	77	76	308	304	102	$12^{5}/_{6}$	$12^{4}/_{6}$	13	52	50	77	76
27	80	79	320	316	106	$13^{2}/_{6}$	$13^{1}/_{6}$	13	52	54	80	79
28	83	82	332	328	110	$13^{5}/_{6}$	$13^{4}/_{6}$	14	56	54	83	82
29	86	85	344	340	114	$14^{2}/_{6}$	$14^{1}/_{6}$	14	56	58	86	85
30	89	88	356	352	118	$14^{5}/_{6}$	$14^{4}/_{6}$	15	60	58	89	88
31	92	91	368	364	122	$15^{2}/_{6}$	$15^{1}/_{6}$	15	60	62	92	91
32	95	94	380	376	126	$15^{5}/_{6}$	$15^{4}/_{6}$	16	64	62	95	94
33	98	97	392	388	130	$16^{2}/_{6}$	$16^{1}/_{6}$	16	64	66	98	97
34	101	100	404	400	134	$16^{5}/_{6}$	$16^{4}/_{6}$	17	68	66	101	100
35	104	103	416	412	138	$17^{2}/_{6}$	$17^{1}/_{6}$	17	68	70	104	103
36	107	106	428	424	142	$17^{5}/_{6}$	$17^{4}/_{6}$	18	72	70	107	106
37	110	109	440	436	146	$18^{1}/_{6}$	$18^{1}/_{6}$	18	72	74	110	109
38	113	112	452	448	150	$18^{5}/_{6}$	$18^{4}/_{6}$	19	76	74	113	112
39	116	115	464	460	154	$19^{2}/_{6}$	$19^{1}/_{6}$	19	76	78	116	115
40	119	118	476	472	158	$19^{5}/_{6}$	$19^{4}/_{6}$	20	80	78	119	118
41	122	121	488	484	162	$20^{2}/_{6}$	$20^{1}/_{6}$	20	80	82	122	121
42	125	124	500	496	166	$20^{5}/_{6}$	$20^{4}/_{6}$	21	84	82	125	124
43	128	127	512	508	170	$21^{2}/_{6}$	$21^{1}/_{6}$	21	84	86	128	127
44	131	130	524	520	174	$21^{5}/_{6}$	$21^{4}/_{6}$	22	88	86	131	130
45	134	133	536	532	178	$22^{2}/_{6}$	$21^{1}/_{6}$	22	88	90	134	133
46	137	136	548	544	182	$22^{5}/_{6}$	$22^{4}/_{6}$	23	93	90	137	136
47	140	139	560	556	186	$23^{2}/_{6}$	$23^{1}/_{6}$	23	92	94	140	139
48	143	142	572	568	190	$23^{5}/_{6}$	$23^{4}/_{6}$	24	96	94	143	142
49	146	145	584	580	194	$24^{2}/_{6}$	$24^{1}/_{6}$	24	96	98	146	145
50	149	148	596	592	198	$24^{5}/_{6}$	$24^{4}/_{6}$	25	100	98	149	148

Для четного c' неперекрещивающаяся обмотка имеет шаг удлиненный на $^1/_6$ пазового деления, а перекрещивающаяся — на $^1/_3$ пазового деления.

Для нечетного c' неперекрещивающаяся обмотка имеет шаг укороченный на $^1/_3$ пазового деления, а перекрещивающаяся — на $^1/_6$ пазового деления.

Таблица 20-6

Вырожденные последовательно-параллельные шаблонные обмотки для двух коллекторов: $p = 4, a = 2, u = 2$

c'	N_d		$K = uN_d$		y_k	Q		y_{d_1}		y_1		y_2		P $\alpha = 4\alpha'$	
	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.		непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.	непе-рекр.	пе-рекр.
10	41	39	82	78	20	$5^1/_8$	$4^7/_8$	5	5	10	10	10	10	41	39
11	45	43	90	86	22	$5^5/_8$	$5^3/_8$	6	5	12	10	10	12	45	43
12	49	47	98	94	24	$6^1/_8$	$5^7/_8$	6	6	12	12	12	12	49	47
13	53	51	106	102	26	$6^5/_8$	$6^3/_8$	7	6	14	12	12	14	53	51
14	57	55	114	110	28	$7^1/_8$	$6^7/_8$	7	7	14	14	14	14	57	55
15	61	59	122	118	30	$7^5/_8$	$7^3/_8$	8	7	16	14	14	16	61	59
16	65	63	130	126	32	$8^1/_8$	$7^7/_8$	8	8	16	16	16	16	65	63
17	69	67	138	134	34	$8^5/_8$	$8^3/_8$	9	8	18	16	16	18	69	67
18	73	71	146	142	36	$9^1/_8$	$8^7/_8$	9	9	18	18	18	18	73	71
19	77	75	154	150	38	$9^5/_8$	$9^3/_8$	10	9	20	18	18	20	77	75
20	81	79	162	158	40	$10^1/_8$	$9^7/_8$	10	10	20	20	20	20	81	79
21	85	83	170	166	42	$10^5/_8$	$10^3/_8$	11	10	22	20	20	22	85	83
22	89	87	178	174	44	$11^1/_8$	$10^7/_8$	11	11	22	22	22	22	89	87
23	93	91	186	182	46	$11^5/_8$	$11^3/_8$	12	11	24	22	22	24	93	91
24	97	95	194	190	48	$12^1/_8$	$11^7/_8$	12	12	24	24	24	24	97	95
25	101	99	202	198	50	$12^5/_8$	$12^3/_8$	13	12	26	24	24	26	101	99
26	105	103	210	206	52	$13^1/_8$	$12^7/_8$	13	13	26	26	26	26	105	103
27	109	107	218	214	54	$13^5/_8$	$13^3/_8$	14	13	28	26	26	28	109	107
28	113	111	226	222	56	$14^1/_8$	$13^7/_8$	14	14	28	28	28	28	113	111
29	117	115	234	230	58	$14^5/_8$	$14^3/_8$	15	14	30	28	28	30	117	115
30	121	119	242	238	60	$15^1/_8$	$14^7/_8$	15	15	30	30	30	30	121	119
31	125	123	250	246	62	$15^5/_8$	$15^3/_8$	16	15	32	30	30	32	125	123
32	129	127	258	254	64	$16^1/_8$	$15^7/_8$	16	16	32	32	32	32	129	127
33	133	131	266	262	66	$16^5/_8$	$16^3/_8$	17	16	34	32	32	34	133	131
34	137	135	274	270	68	$17^1/_8$	$16^7/_8$	17	17	34	34	34	34	137	135
35	141	139	282	278	70	$17^5/_8$	$17^3/_8$	18	17	36	34	34	36	141	139
36	145	143	290	286	72	$18^1/_8$	$17^7/_8$	18	18	36	36	36	36	145	143
37	149	147	298	294	74	$18^5/_8$	$18^3/_8$	19	18	38	36	36	38	149	147
38	153	151	306	302	76	$19^1/_8$	$18^7/_8$	19	19	38	38	38	38	153	151
39	157	155	314	310	78	$19^5/_8$	$19^3/_8$	20	19	40	38	38	40	157	155
40	161	159	322	318	80	$20^1/_8$	$19^7/_8$	20	20	40	40	40	40	161	159
41	165	163	330	326	82	$20^5/_8$	$20^3/_8$	21	20	42	40	40	42	165	163
42	169	167	338	334	84	$21^1/_8$	$20^7/_8$	21	21	42	42	42	42	169	167
43	173	171	346	342	86	$21^5/_8$	$21^3/_8$	22	21	44	42	42	44	173	171
44	177	175	354	350	88	$22^1/_8$	$21^7/_8$	22	22	44	44	44	44	177	175
45	181	179	362	358	90	$22^5/_8$	$22^3/_8$	23	22	46	44	44	46	181	179
46	185	183	370	366	92	$23^1/_8$	$22^7/_8$	23	23	46	46	46	46	185	183
47	189	187	378	374	94	$23^5/_8$	$23^3/_8$	24	23	48	46	46	48	189	187
48	193	191	386	382	96	$24^1/_8$	$23^7/_8$	24	24	48	48	48	48	193	191
49	197	195	394	390	98	$24^5/_8$	$24^3/_8$	25	24	50	48	48	50	197	195
50	201	199	402	398	100	$25^1/_8$	$24^7/_8$	25	25	50	50	50	50	201	199

Для четного c' неперекрещивающаяся обмотка имеет укороченный шаг и перекрещивающаяся — удлиненный на $^1/_3$ пазового деления.

Для нечетного c' неперекрещивающаяся обмотка имеет удлиненный шаг и перекрещивающаяся — укороченный на $^3/_8$ пазового деления.

Алфавитный указатель

Л

М

Н

О

П

Р

С

Т

У